3ra. EDICION

sistemas de

Edicient Editores

Impreso en Argentina

Printed in Argentina

Este libro se terminó de imprimir en el mes de Junio de 1977 en la planta impresora de EDICIENT EDITORES S.A.I.C. - Vélez Sarsfield 129 - Avellaneda - Prov. de Bs.As.

En la recopilación del material técnico suministrado por PHILIPS y FAPESA y la supervisión general de este libro intervinieron los Sres. *Bernardo Banega*, del Dpto. de Aplicaciones Electrónicas de FAPESA y *Oscar J. Fasano*, director técnico de EDICIENT S.A.I.C.

© FAPESA - Fábrica Argentina de Productos Eléctricos
Av. Intendente Crovara 2550 - La Tablada - Prov. Bs. As.

Hecho el depósito que marca la ley 11.723

CAPITULO 1

TRANSISTORES DE GERMANIO Y DE SILICIO

INTRODUCCION 19

1-1 Proceso de fabricación de transistores *20*

CAPITULO 2

AMPLIFICADORES DE AUDIO DE BAJO NIVEL Y CIRCUITOS DE CONTROL

2-1 Requerimiento para el diseño de pre-amplificadores de audio

2-1-1 Entradas y controles 26

2-1-2 Ancho de banda del amplificador 32

2-2 Consideraciones de ganancia para transistores de Germanio y Silicio en etapas de bajo nivel 34

2-2-1 Transistores para aplicaciones en etapas de señal de bajo nivel 35

2-2-2 Circuitos de aplicación 37

2-2-3 Amplificador básico de tensión 38

2-2-4 Preamplificador de baja distorsión y alta salida 43

2-2-5 Amplificador separador (Buffer) 44

2-2-6 Amplificador de micrófono 45

2-2-7 Amplificador mezclador 46

2-2-8 Preamplificador para pick-up magnético 47

2-2-9 Preamplificador para pick-up, grabador y sintonizador de radio 49

2-3 Circuitos auxiliares de control de alta calidad

2-3-1 Control de balance 52

2-3-2 Control de tono activo 54

2-3-3 Control de ancho (dimensión) de la fuente de sonido . 55

2-3-4 Filtros pasa/bajos - pasa/altos 57

2-3-5 Preamplificador universal de alta fidelidad 58

CAPITULO 3

3-1 ***Características de rendimiento***

3-1-1 Generalidades 8

3-1-2 Distorsión 81

3-1-3 El rango dinámico 83

3-1-4 Factor de amortiguación 84

3-1-5 El ancho de banda de potencia 84

3-1-6 Especificación de la potencia de salida 85

3-2 ***Circuitos típicos de etapa de salida*** 86

3-2-1 Consideraciones generales 86

3-2-2 Principios de etapas de salida complementaria 87

3-2-3 Simetría cuasi-complementaria 90

3-3 ***Transistores para etapas de salida*** 92

3-3-1 Transistores para equipos operados por baterías 92

3-3-2 Transistores excitadores y de potencia de silicio 94

3-4 ***Montaje práctico de los amplificadores de audio*** 95

3-4-1 Principios generales 95

3-4-2 Conexiones a masa 96

3-4-3 Radiaciones parásitas 98

3-4-4 Fuentes de alimentación 98

3-5 ***Amplificadores de potencia transistorizados económicos*** 99

3-5-1 Audioamplificador estereofónico de 1 watt para cápsula cerámica 99

3-5-2 Amplificador estereofónico de 2 watt para pick-up y radio 101

3-5-3 Amplificador monoaural de cuatro watt para autoradio 105

3-5-4 Amplificador de 5 y 10 watt de bajo costo 107

3-6 ***Amplificadores de potencia de alta fidelidad***

3-6-1 Amplificador de alta fidelidad de 8 watt con transistores de salida AD161/AD162 111

3-6-2 Amplificador de alta fidelidad de 15 watt con transistores de salida BD181 114

3-6-3 Amplificador de alta fidelidad de 20 watt con transistores de salida BD181 121
3-6-4 Amplificador de alta fidelidad de 25 watt con transistores de salida BD182 124
3-6-5 Amplificador de 40 watt de alta fidelidad con transistores de salida BD182 139
3-7 Construcción de amplificadores estereofónicos transistorizados de 3 - 6 - 9 - watt 156
3-7-1 Especificaciones 156
3-7-2 Descripción 156
3-7-3 Descripción general de los amplificadores. Descripción y consideraciones de proyecto 158
3-7-4 Llave de funciones 167
3-7-5 Consideraciones generales sobre el armado. Plaqueta impresa 169
3-7-6 Ajuste de los Amplificadores 173
3-7-7 Mediciones efectuadas sin señal 174
3-8 Amplificador de 100 watt 177

CAPITULO 4

AMPLIFICADORES CON CIRCUITOS INTEGRADOS

4-1 Aplicación de circuitos integrados en amplificadores de audio *182*
4-2 Circuitos prácticos
4-2-1 Audioamplificador de 1 watt clase B sin transformadores para reproductores de discos con circuito integrado TAA300 183
4-2-2 Amplificador de 2 watt para pick-up con circuito integrado TAA320 y un transistor de alta tensión BD115 en clase A 195
4-2-3 Amplificador de 4 watt para pick-up con TAA320 y dos transistores de salida BD115 201
4-2-4 Amplificador de 4 watt para automóvil sin transformadores, con circuito integrado TAA435 y transisto-

res de salida AD161/162 202
4-2-5 Amplificador para grabador con circuito integrado TAA310 206
4-3 Combinado estereofónico con circuito integrado TAA320 214
4-3-1 Introducción 214
4-3-2 Descripción general del equipo 215
4-3-3 Sintonizador de radio 217
4-3-4 Descripción del circuito 217
4-3-5 Mediciones realizadas 219
4-3-6 Amplificador de audio 219
4-3-7 Mediciones efectuadas 221
4-3-8 Fuente de alimentación 223
4-3-9 Ajustes 224

CAPITULO 5

REQUERIMIENTOS PARA FUNCIONAMIENTO DE ALTA FIDELIDAD

5-1 La ilusión de alta fidelidad *226*
5-2 Las fuentes de sonido de alta fidelidad *227*
5-3 Amplificación de sonido *229*
5-4 Estereofonía *232*
5-5 Volumen del sonido y la audición *234*
5-6 Conclusiones finales *236*

CAPITULO 6

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE CAJAS ACUSTICAS DE ALTA FIDELIDAD

6-1 Combinaciones propuestas *237*
6-2 Construcción de una caja acústica 250
6-2-1 Detalle fotográfico 250
6-2-2 Procedimiento a seguir 255
6-3 Características de los parlantes propuestos *267*

7-1 ***Nomograma para el diseño de disipadores para transistores de Audio*** ***273***
7-2 ***Características de transistores*** ***276***
7-2-1 Transistores de Germanio 276
7-2-2 Transistores de Silicio 277
7-2-3 Tipos de encapsulado de transistores 280
7-3 ***Características de circuitos integrados*** 283
7-3-1 Preamplificador de A.F. 283
7-3-2 Amplificador de salida de A.F. TAA300 (datos técnicos a 25° C) 283
7-3-3 Tipos de encapsulado de circuitos integrados 284

PROLOGO

Cuando vivimos el desarrollo tecnológico y nos dejamos guiar por la imaginación, podemos llegar a soñar que los modernos medios audiovisuales podrán llegar a desplazar a los clásicos libros en la difícil tarea de hacer avanzar a la humanidad por la senda de la cultura, del desarrollo de la personalidad y del bienestar.

Pero esos sueños no son más que eso. Podrá la técnica facilitar la tarea de comprender el mundo; podrá abrir una brecha en la incultura. Pero el trabajo de hacer desarrollar y crecer la simiente del saber en cada ser humano, seguirá siendo obra del esfuerzo individual en el contacto con el libro que abre sus páginas generosas para repetir una y otra vez el concepto esclarecedor, el desarrollo lógico, la verdad que permitirá el avance en el saber.

FAPESA en colaboración con Philips de Holanda, Miniwatt y Edicient quiere brindar al público argentino especializado, una pequeña obra que llenará con su contenido la actual carencia dentro del campo de audio.

E.C.A. LAZZARI

INTRODUCCION

La grabación y reproducción de sonido se afirmaron con la invención del gramófono en 1887. Desde entonces, lógicamente han tenido lugar mejoras en la reproducción de sonido. La introducción de la válvula electrónica y del parlante a bobina móvil revolucionaron no solamente la calidad del sonido, sino también la presentación del equipo. Después sobrevino otra revolución, la de los componentes de estado sólido. El empleo del transistor y del circuito integrado en equipos de audiofrecuencia significaron nuevamente un cambio radical en la apariencia del equipo. Nunca hasta entonces, tantos watts de potencia han sido encerrados en un equipo de tamaño tan reducido.

El desarrollo de unidades pequeñas y atractivas, armonizantes con la decoración moderna del hogar, tuvo sin embargo sus inconvenientes. Para hacer concordar los amplificadores de tamaño más pequeño, con parlantes y cajas acústicas de menor tamaño y mantener la calidad de sonido, fue necesario aumentar las exigencias impuestas a los distintos componentes.

Por ejemplo, la reducción de la caja acústica resulta en una eficiencia más baja para un mismo parlante. Para obtener la misma salida acústica, debe ser aumentada la potencia eléctrica suministrada al parlante. Esto, a su vez, significa una especificación de potencia mayor para los componentes y la fuente de alimentación del amplificador. Para asegurar que los componentes respondan a los requerimientos de los diseños modernos de audio, los Laboratorios de Aplicaciones electrónicas, están empeñados en un programa continuo de desarrollo.

En el mercado nacional existe un amplio rango de componentes para equipos de tamaño reducido, siendo los transistores los componentes más importantes.

1

TRANSISTORES DE GERMANIO Y DE SILICIO

Casi todos los transistores están hechos de silicio o de germanio. En el pasado fue mucho más simple refinar germanio que silicio, y dado que este último presentaba muchos problemas de fabricación, los transistores, al principio se hacían de germanio. Los problemas con el silicio mientras tanto, han sido ampliamente superados, debido al proceso "planar" y actualmente se producen transistores, tanto de germanio como de silicio, destacando que cada uno puede ser mas conveniente para determinadas aplicaciones.

La temperatura de operación de la juntura de los transistores de germanio está limitada a unos 100°C, mientras que los de silicio pueden operar con temperaturas que exceden los 175° C. No obstante, los transistores de germanio todavía tienen la ventaja de valores bajos de la tensión directa base/emisor y de la tensión de codo y, ya que esto representa perdidas de tensión en el circuito, los equipos con transistores de germanio son particularmente apropiados para etapas de salida de audiofrecuencia de baja y muy baja (menos de 6 Volt) tensión de alimentación.

Las corrientes de fuga de los transistores de silicio son mucho menores que las de los transistores de germanio debido a la extremadamente alta resistividad intrínseca del silicio (3×10^5 Ω cm a 27°C) comparado con germanio (47 Ω cm a 27° C). Esta ventaja, combinada con temperatura de juntura permisible más alta y los regímenes de tensiones elevados de los transistores de silicio, los hace ideales para una gran variedad de aplicaciones en audio, especialmente en altas potencias de salida, donde las tensiones altas son necesarias.

Las ventajas, al usar transistores de germanio o de silicio para aplicaciones específicas, son tratadas en el capítulo 2 referente a am-

plificadores de bajo nivel y en el cap. 3 referente a amplificadores de potencia, incluyendo equipos portátiles

1.1 Proceso de fabricación de transistores

La materia prima fundamental para la fabricación de los transistores está constituida por los elementos mencionados, los que se obtienen en forma de minerales o como subproductos hasta convertirse en aptos para la fabricación de los "semiconductores". Estos elementos antes de convertirse en transistores, sufren un proceso de fabricación largo y costoso que en pocas palabras hemos de resumir a continuación.

En los transistores de germanio, se emplean básicamente dos métodos, los de aleación y difusión. Para la fabricación de transistores del primer tipo se hace uso de un molde de grafito donde se colocan cristales de germanio, aplicando por medio de dispositivos especiales una bolita de *indio* sobre uno de los lados del cristal, de acuerdo a lo que se ilustra gráficamente en la figura número 1.1. Luego al conjunto se lo somete a una temperatura ligeramente superior a la de fusión del indio por lo cual se disuelve una cierta cantidad de germanio, logrando así la aleación de emisor, obteniendo de igual forma la correspondiente al colector, cosa que hemos graficado en la figura número 1.2.

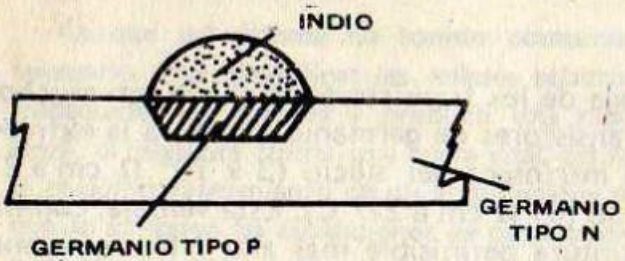


Fig. 1.1: Fabricación por el sistema de aleación.

El proceso de difusión fue de diseño posterior al de aleación y básicamente se trata de la *difusión* de una impureza en un cristal de germanio. Dichas impurezas reemplazarán a los átomos que componen la estructura del cristal que a causa de la elevada temperatura del proceso se encuentran débilmente ligados entre sí.

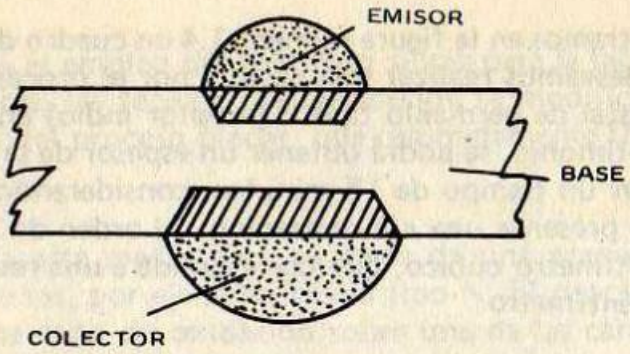


Fig. 1.2: Proceso de aleación: Transistor terminado

Veamos como ejemplo la obtención de una capa N en un cristal de germanio tipo P. Se calienta dicho cristal a una temperatura superior a los 780°C en presencia de vapor de antimonio, el que se adopta en este caso como elemento aceptor, presentando un estado de equilibrio con su fase sólida a 600° C. La juntura se realizará cuando se obtenga el equilibrio entre las concentraciones donoras y aceptoras, de acuerdo a lo que se ilustra en la figura número 1.3.

Se llama impureza donora la que es capaz de ceder electrones (es por lo tanto N); por ej. antimonio; y aceptora la de signo opuesto (P), (por ej. Indio).

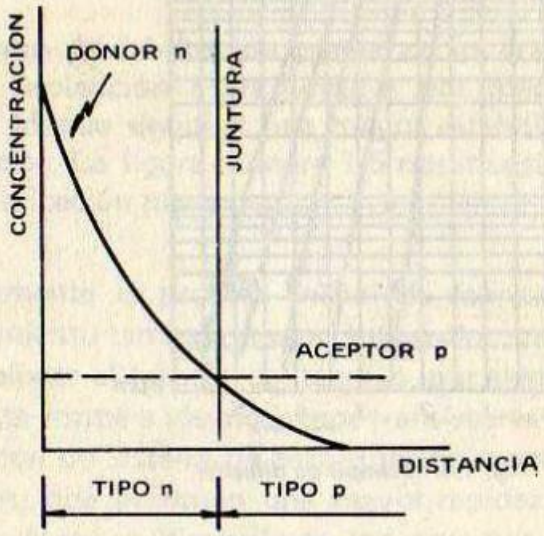


Fig. 1.3: Proceso de difusión.

Como consecuencia de la lentitud del proceso de difusión, la profundidad de esta última puede controlarse mediante la variación de la temperatura de trabajo, del tiempo o del grado de concentración de las impurezas donoras.

Como ejemplo mostramos en la figura número 1.4 un cuadro donde podemos ver que si deseamos realizar una capa N por el proceso de difusión sobre un cristal de germanio tipo P (aceptor indio) en presencia de vapor de antimonio, se podrá obtener un espesor de la capa N de 5,5 micrones en un tiempo de 15 minutos, considerando que el germanio existente presenta una concentración del orden de 1,7 x 10^{15} átomos por centímetro cúbico, que corresponde a una resistividad de 2 ohm por centímetro.

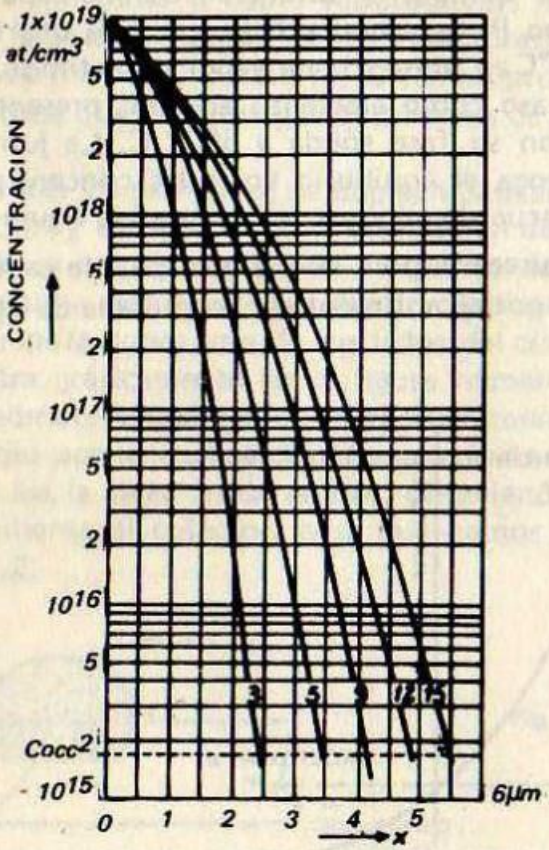


Fig. 1.4: Tiempo de difusión

A posteriori, ambas técnicas (la de aleación y la de difusión) fueron combinadas para obtener el proceso de "aleación difundida". En este sistema, la juntura base emisor se realiza por el método de aleación y la de colector base por el de difusión.

Con el empleo del elemento silicio para la fabricación de semiconductores, las técnicas de fabricación se modificaron, para lo cual se partió del proceso planar, que resumidamente trataremos a continuación.

Para este mecanismo, se parte de una plaquita de material semiconductor, por ejemplo, silicio tipo N. El proceso se inicia originando una capa de oxidación sobre una de las caras de este material y se practica a continuación una pequeña ventana a esta capa de óxido. Luego se somete el material a un proceso de difusión con impurezas aceptoras formándose así una capa tipo P que actuará como base. Las impurezas no pueden difundirse fácilmente a través de la capa de óxido, pero si a través de la ventana, lo que permite obtener junturas de colector - base de dimensiones perfectamente controlables.

A continuación se recubre toda la superficie con una nueva capa de óxido y se procede a efectuar nuevamente otra ventanita, se procede entonces de manera análoga a la anterior y se obtiene así la región de emisor.

El proceso de fabricación planar de los transistores, permite una excelente protección a las junturas por medio de recubrimiento de óxido, lo que significa una mayor estabilidad en los parámetros del transistor. La figura número 1.5 nos muestra gráficamente el proceso de fabricación planar.

Paralelamente al proceso inicial de fabricación, los métodos de encapsulamiento también fueron sufriendo modificaciones que sirvieron para aliviar el trabajo del técnico, por ejemplo el montaje. Llegamos de esta forma a los modernos transistores moldeados en plástico (epoxy), con un sistema de auto-sujeción o con terminales más o menos rígidos, que permiten una mayor rapidez en el montaje de los semiconductores en dispositivos con circuitos impresos.

Hay transistores para cualquier aplicación en audio, desde los de bajo ruido hasta los de alta potencia, para uso en preamplificadores, en amplificadores de potencia y en circuitos para grabadores de cinta. Para mostrar las diferencias en sus propiedades se han seleccionado numerosos circuitos representativos de requerimientos generales y sofisticados. Estos circuitos comprenden un vasto rango, desde los diseños simples y baratos hasta los más elaborados y costosos de alta fidelidad.

Además de los circuitos de amplificadores completos, se han incorporado también circuitos de etapas individuales, como por ejemplo mezcladores, controles de tono y filtros. Estos han sido destinados a usarse en combinación uno con otro, como módulos, cuidando de que su interconexión sea lo más sencilla posible. Todos los diseños son aptos para armado en circuitos impresos.

Varios de los amplificadores descritos usan circuitos integrados. La gran simplicidad con la que éstos pueden emplearse, hace atractivo su uso, no solamente en los diseños actuales, sino también para equipos futuros.

Ya que un sistema de sonido comprende todo el equipo necesario para amplificar las señales eléctricas procedentes del transductor de entrada y producir una réplica del sonido original, el parlante forma una parte vital del mismo. Para obtener el máximo rendimiento de un amplificador de audio, es esencial que se apliquen las condiciones de carga correctas; por eso se ha incluído también información con respecto a parlantes juntamente con detalles básicos sobre diseño de gabinetes acústicos.

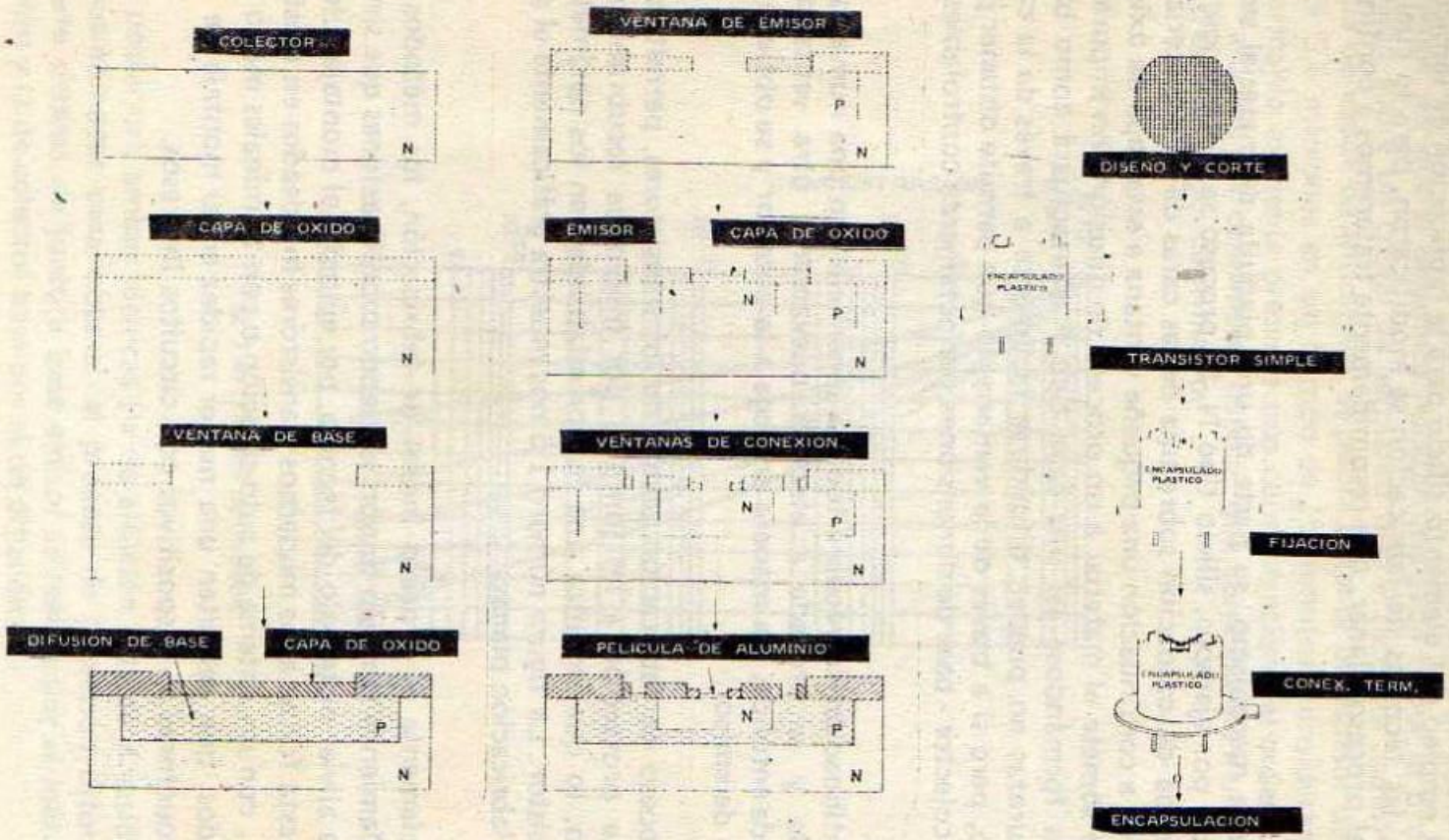


Fig. 1.5: Fabricación de transistores de silicio por el proceso planar.

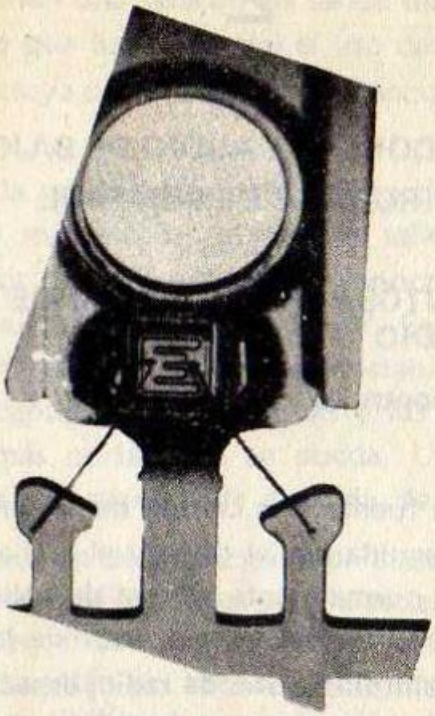


Fig. 1.6: Interior de un transistor, mostrando las soldaduras.

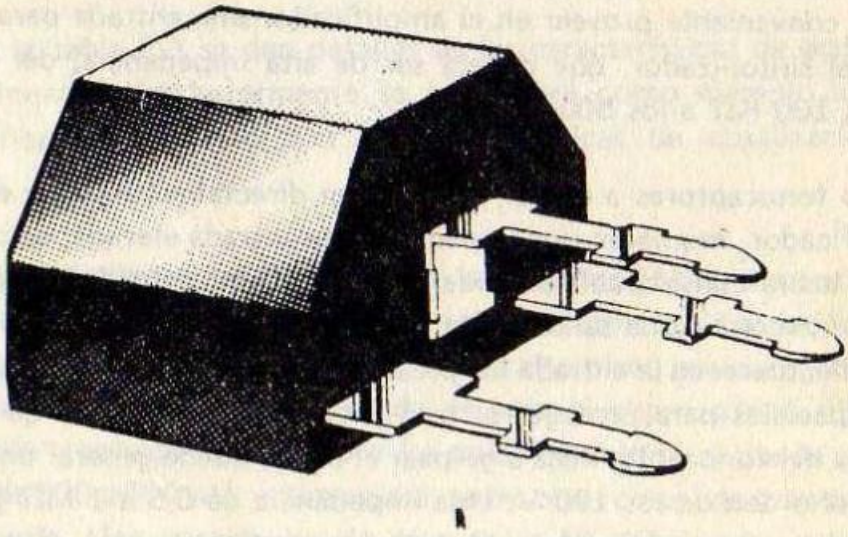


Fig. 1.7: Transistor con encapsulado plástico.

2

AMPLIFICADORES DE AUDIO DE BAJO NIVEL Y CIRCUITOS DE CONTROL

2. 1 REQUERIMIENTOS PARA EL DISEÑO DE PRE-AMPLIFICADORES DE AUDIO

2.1.1 Entradas y controles

Para el oyente, la fuente más común de material de programas es sin duda la radio, seguida por el disco y el grabador, en este orden. El micrófono se usa normalmente —fuera de aplicaciones de "public adress"— en combinación con un grabador de cinta. Se han hecho populares ahora los sintonizadores de radio, especialmente diseñados para proveer una señal de audio de bajo nivel a amplificadores de alta calidad. Las salidas de los sintonizadores varían, pero se considera normal un nivel de señal entre los 150 mV y los 250 mV. Es por lo tanto conveniente proveer en el amplificador una entrada para la señal del sintonizador, que deberá ser de alta impedancia, del orden de los 100 KΩ a los 500 KΩ.

Los fonocaptores a cristal, que actúan directamente sobre el preamplificador, requieren una impedancia de entrada elevada, caso contrario habrá considerable pérdida de bajos. Como estos fonocaptores pueden producir una salida hasta de 1 Volt, el control de esta señal debe efectuarse en la entrada del preamplificador, tomando precauciones especiales para proteger al transistor de entrada, dado que si la cápsula del fonocaptor llega a golpear el disco, puede generar una tensión del orden de los 100 V. Una impedancia de 0,5 a 1 MΩ puede considerarse normal para la entrada de fonocaptor a cristal y el preamplificador debería aceptar un nivel de señal de 250 mV en ese punto.

Los fonocaptores magnéticos, muy apropiados para aplicaciones de alta fidelidad, tienen una tensión de salida más baja que los fonocaptores a cristal, lo que hace esencial el uso de un amplificador de alta ganancia que incluya corrección de frecuencias.

Suponiendo que la unidad preamplificadora debe suministrar 300 mV para excitar al máximo las etapas de salida, se requiere una ganancia de alrededor de 100, ya que del fonocaptor puede esperarse una tensión de salida de solamente 3 mV. Esto lleva a complicaciones para prevenir realimentaciones e inestabilidad. Debe tenerse cuidado de evitar captación de zumbido y las conexiones a masa deben hacerse lo más cortas que se pueda. Un fonocaptor magnético requiere una impedancia de entrada de unos 50 KΩ.

Para la reproducción de grabaciones de discos el circuito preamplificador debe proveer posibilidades para la ecualización de las características de grabación. Prácticamente todas las grabaciones de discos para normas actuales están en concordancia con las características R.I.A.A., pero para posibilitar la reproducción de sistemas de grabación más antiguos, en algunos casos se incorpora una llave selectora de las características de ecualización.

En la tabla 2.1 se dan detalles de las características de grabación mencionadas. Posteriormente se presentará como ejemplo un preamplificador con selección de características de ecualización en discos.

A menudo se requieren además de la reproducción de discos, facilidades para la reproducción de cintas magnetofónicas. Las salidas disponibles son de dos tipos: una salida de alto nivel, pre-corregida, del orden de los 250 mV, o una salida de bajo nivel procedente directamente de la cabeza reproductora. La salida de bajo nivel puede ser del orden de 300 a 500 μV, y dependerá, entre otras cosas, de la velocidad de la cinta. Una impedancia de entrada de 10 KΩ es adecuada para una entrada directa desde una cabeza magnética.

frecuencia (Hz)	Decca		H.M.V.	Americano		BSI, AES, RIAA IEC	
	78	33	78	45	N.A.B.	78	33/45
20	−18		−15			−15.5	−18.6
30						−14.8	−17.8
50	−11	−14	−12	−26	−16	−14.0	−17.0
60						−13.1	−16.1
70						−12.3	−15.3
80	−7	−13	−8		−15	−11.6	−14.5
100	−5	−12	−7	−18	−8.75	−10.2	−13.1
150						−7.6	−10.2
200				−11		−5.8	−8.3
400	0		0			−2.3	−3.8
500	0	−3	0	−2.5	−1.75	−1.5	−2.6
700	0	0	0	−1		−0.7	−1.2
1000	0	0	0	+1	+1.3	0	0
1500	0					+0.7	+1.4
2000	0	+2	0	+3	+4.2	+1.4	+2.6
3000	0	+4		+6		+2.8	+4.7
4000	+1	+6	0		+8.5	+4.2	+6.6
5000	+2	+6	0	+9	+10.2	+5.5	+8.2
6000	+3.5					+6.7	+9.6
7000		+9	0	+11.5	+13	+7.7	+10.7
8000			0			+8.7	+11.9
10000	+6	+11.5	0	+11.5	+16	+10.5	+13.7
12000						+11.9	+15.3
14000						+13.2	+16.6
16000						+14.3	+17.7
18000						+15.3	+18.7
20000						+16.2	+19.6

Tabla 2.1. Tabla de características de grabación antiguas y modernas.

Las entradas para micrófono no son muy comunes, salvo su empleo en "public-adress". El micrófono a cristal trabaja en condiciones similares a las del fonocaptor a cristal pero su respuesta de frecuencia no puede compararse con la del micrófono dinámico, que es muy adecuado para trabajos de alta fidelidad. El micrófono dinámico, igual que el fonocaptor magnético, produce una tensión de señal baja, del orden de 3 a 4 mV y requiere una impedancia de entrada al amplificador entre 20 KΩ y 50 KΩ.

Para evitar una interacción entre las distintas entradas de señales, es aconsejable que las entradas que no se usan estén cortocircuidas a masa. Para esta finalidad es muy útil una llave selectora, que realiza adicionalmente la función de cortocircuitar las entradas fuera de uso.

Además del selector de entradas son necesarios los controles de volumen y tono. Se proveen normalmente refuerzos y atenuaciones de 10 dB a 20 dB para bajos y agudos, pero pocas veces se requerirán valores muy excesivos, ya que el uso básico de los controles es corregir la "imagen" de sonido reproducida, y no distorsionarla aun más. Cuando se trata de estereofonía, se incorpora generalmente también un control de balance para lograr la igualdad auditiva de los dos canales en el recinto de audición.

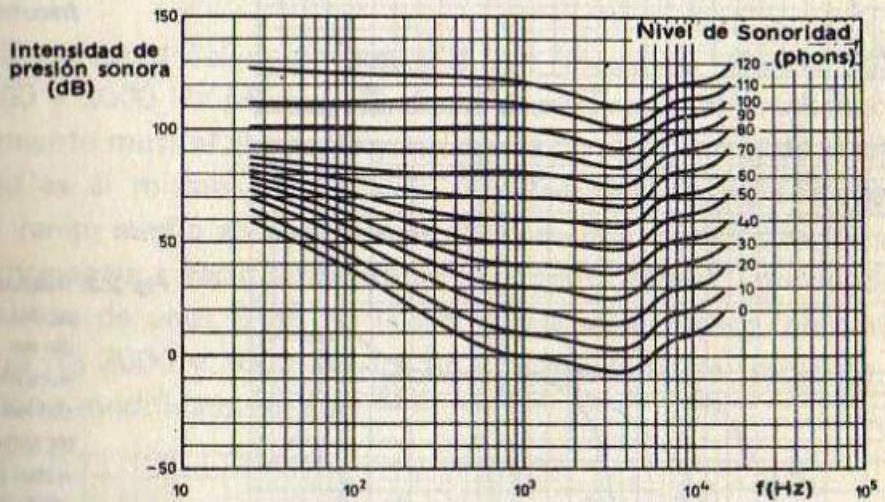


Fig. 2.1. Curvas de igual sonoridad según Fletcher-Munson.

La fig. 2.1 muestra las curvas de igual sonoridad[1] según Fletcher-Munson. La sonoridad efectiva es substancialmente logarítmica por encima de los 40 phon y semilogarítmica por debajo de este nivel. En la fig. 2.2 se observa la relación entre la sonoridad efectiva[2] y el nivel

NOTAS:

1) El nivel de sonoridad de un sonido se define como el nivel de presión sonora de un tono de 1 KHz que "suena tan fuerte" como el sonido en cuestión. La unidad de medida es el phon.

2) La sonoridad efectiva da una medida de la respuesta del oído a una misma frecuencia frente a distintos niveles de sonoridad.

de sonoridad. Considerando la sonoridad a varias frecuencias para una intensidad dada (Fig. 2.1) y la corrección por la respuesta logarítmica del oído (fig. 2.2), puede trazarse una curva que muestra el resultado e ilustra claramente cómo la reducción del volumen causa una considerable caída en los bajos, (fig. 2.3).

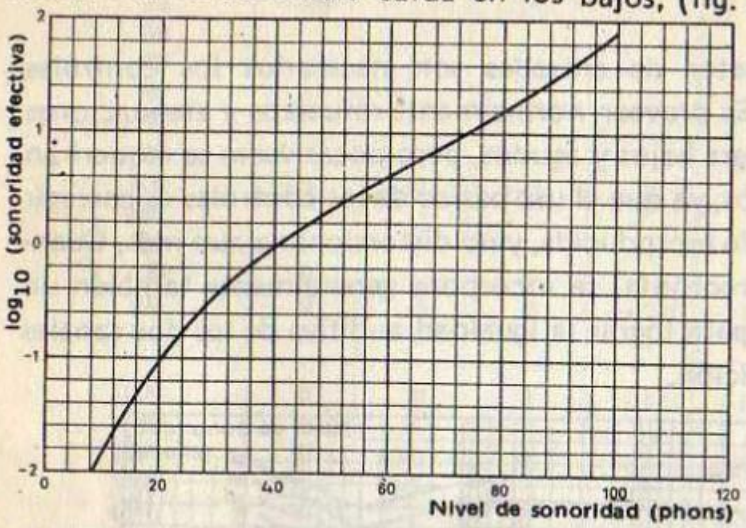


Fig. 2.2. Sonoridad efectiva en función del nivel de sonoridad, para una misma frecuencia.

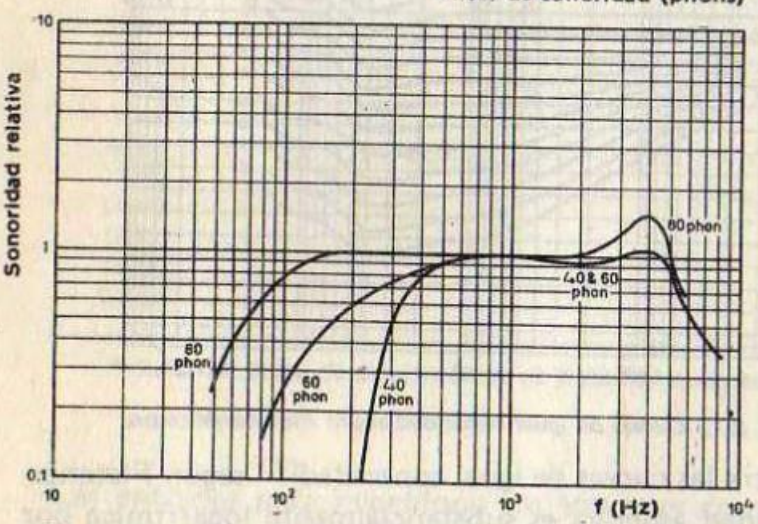


Fig. 2.3. Respuesta del oído en función del nivel de sonoridad y de la frecuencia.

En consecuencia con bajos niveles, la reproducción del sonido real requiere refuerzo de bajos y para evitar que el oyente tenga que reajustar el control de tono cada vez que se reajuste el volumen, se usa a veces un control de volumen "fisiológico". Este automáticamente incrementa los bajos a nivel bajo de volumen influyendo sobre el oído en esta parte del espectro y, ya que se rige por las curvas de Fletcher-Munson, a veces es llamado "control de contorno".

Las curvas de atenuación de un típico control fisiológico se aprecian en la fig. 2.4.

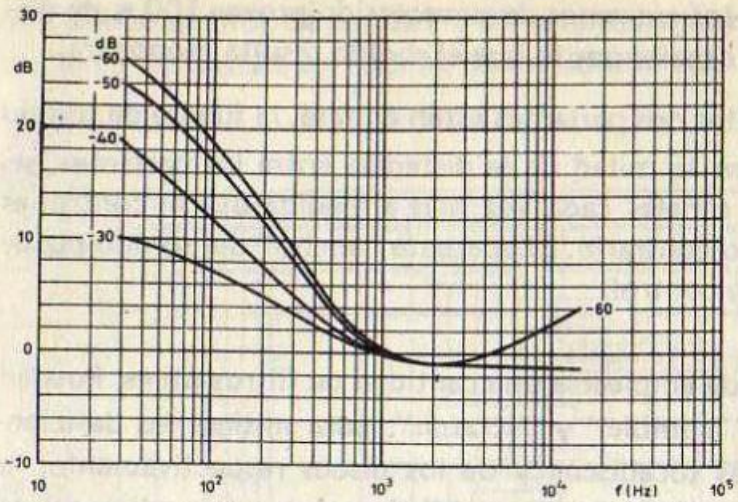


Fig. 2.4. Curvas de atenuación de un típico control de volumen "fisiológico".

El refuerzo del rango medio a una frecuencia seleccionada entre 2000 y 3000 Hz produce el efecto de aproximar el vocalista o el instrumento musical al oyente y se conoce como "control de presencia". Este es al mismo tiempo una facilidad para corregir la absorción del rango medio en condiciones de audición imperfectas. El control de presencia a veces se incorpora en amplificadores y proporciona un refuerzo de unos 6 dB en la frecuencia seleccionada, normalmente entre los 2000 y 3000 Hz. La fig. 2.5 muestra una respuesta de frecuencia modificada típica.

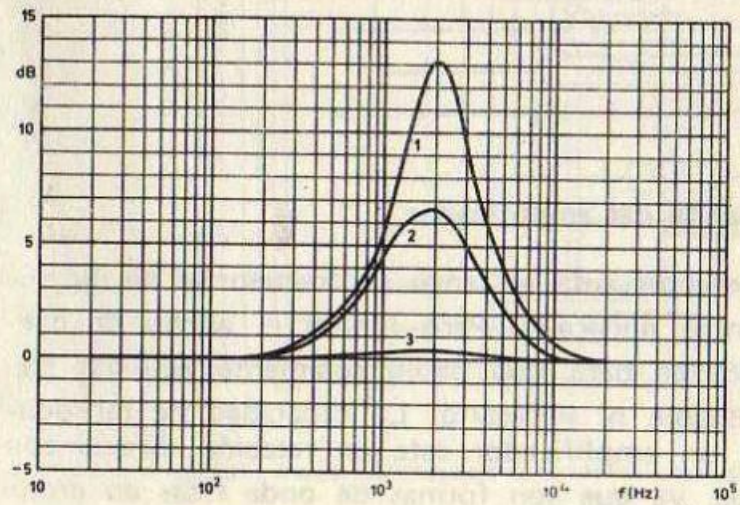


Fig. 2.5. Características de amplitud/frecuencia del control de presencia. Curva 1: máximo; Curva 2: medio; Curva 3: mínimo.

Algunas instalaciones estereofónicas tienen un control de "ancho" (o dimensión) del sonido. Este es un control, contínuamente variable, que en uno de los extremos de su recorrido provee 100 % de diáfonía en fase entre canales por lo que el sonido resulta monoaural.

Suponiendo que los dos parlantes estén en fase, la fuente de sonido aparece entonces en la mitad de la distancia entre los parlantes, separándose los dos canales cada vez más a medida que el control es avanzado en sentido contrario. El aparente "ancho" del sonido puede así variarse con este control.

Finalmente, puede emplearse una cantidad de filtros útiles. Pueden usarse filtros para "rumble" y "scratch", para mitigar las deficiencias de los motores tocadiscos y de los discos respectivamente; la incorporación de un filtro de "scratch" tiene la ventaja adicional de poder usarse también para eliminar los ruidos del sintonizador de radio.

Para mayor refinamiento pueden incorporarse en la cadena de reproducción filtros pasabajos y pasa-altos.

Los tipos de cruce variable normalmente permiten seleccionar las frecuencias a las que comienzan a actuar, manteniendo un valor fijo de atenuación y por otro lado los filtros de pendiente variable empiezan a frecuencias fijas y el valor de la atenuación puede ser variado en pasos.

2.1.2 Ancho de banda del amplificador.

En la fig. 2.6 se representa el rango de frecuencias de un número de instrumentos musicales. Pero limitar el ancho de banda de un amplificador para que pasen solamente aquéllas frecuencias no es deseable ni necesario. La capacidad de reproducir transitorios de un amplificador está en relación directa con su ancho de banda, ya que son formas de onda ricas en armó-

nicas de orden superior. Muchos amplificadores de alta fidelidad tienen anchos de banda (-1 dB referido a la respuesta a 1000 Hz) desde 15 Hz hasta bien encima de los 30.000 Hz.

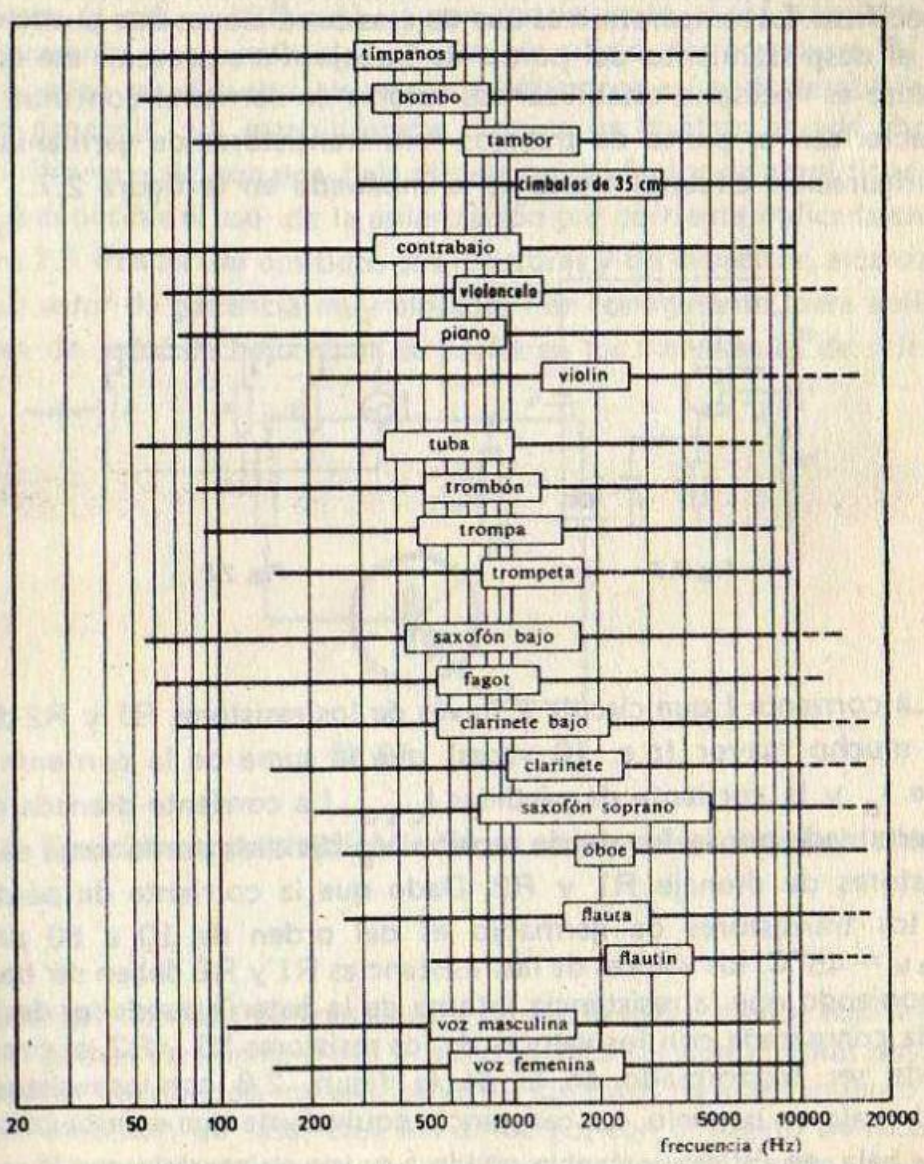


Fig. 2.6. Rango de frecuencia de varios instrumentos musicales.

2.2 CONSIDERACIONES DE GANANCIA PARA TRANSISTORES DE GERMANIO Y SILICIO EN ETAPAS DE BAJO NIVEL

En el punto de trabajo de un transistor, sus parámetros, ganancia, corriente de pérdidas, etc., tienen valores definidos en condiciones específicas. La temperatura es una de esas condiciones que puede causar el desplazamiento del punto de trabajo. Para prevenir ese corrimiento es necesario estabilizar los valores de corriente contínua que caracterizan el punto de trabajo. Para transistores de germanio, la configuración circuital típica es la mostrada en la figura 2.7.

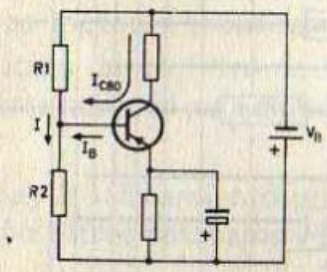


Fig. 2.7

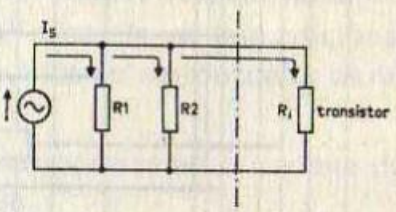


Fig. 2.8

La corriente I que circula a través de los resistores R1 y R2 debe ser mucho mayor (p.e. 10 veces) que la suma de la corriente de base I_B y la corriente de pérdidas I_{CBO}. La corriente drenada está determinada por la fuente de tensión V_B dividida por la suma de los resistores de drenaje R1 y R2. Dado que la corriente de pérdida de los transistores de germanio es del orden de 10 a 60 μA a $T_{amb} = 45°C$, los valores de las resistencias R1 y R2 deben ser bajos. Suponiendo que la resistencia interna de la batería puede ser despreciada comparada con los valores de los resistores R1 y R2, el circuito puede ser trasformado en el de la figura 2.8 con los resistores de drenaje en paralelo. La resistencia equivalente que en este caso es muy baja, en última instancia queda a su vez en paralelo con la resistencia de entrada del transistor. Para una corriente normal de 1 mA, la

resistencia de entrada del transistor es también baja. Por consiguiente, sólo una parte de la corriente I_s circula hacia el transistor. En otras palabras, la ganancia de la etapa resulta afectada. La ganancia podría ser mucho mayor si la corriente de pérdida I_{CBO} fuera menor.

Los transistores planares de silicio como el BC149 y el BC159, tienen una corriente de pérdida despreciable -apenas unos pocos pico amperes (1 pA = 10^{-6} μA)- y por consiguiente, si los transistores de germanio son sustituidos por los de silicio, los resistores R1 y R2 pueden ser de valor elevado aumentándose así considerablemente la ganancia. La estabilización térmica de la etapa puede ahora simplificarse pués, con una baja dispersión del factor de amplificación ($\bar{h}_{FE}$), es posible el uso de la polarización por corriente indicada en la figura 2.9. Pueden ser omitidos dos resistores y un capacitor, alcanzando un valor de ganancia muy elevado. Por consiguiente, para aplicaciones de señal de bajo nivel, se prefieren los transistores de silicio.

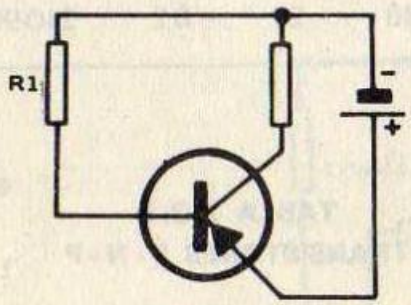


Fig. 2.9

2.2.1 Transistores para aplicaciones en etapas de señal de bajo nivel

La disponibilidad de transistores de silicio más o menos equivalentes en ambas versiones, n-p-n y p-n-p, ofrece las más amplias posibilidades y flexibilidad en el diseño de circuitos de acoplamiento directo, inversión de fase, etc. Sin embargo, con el objeto de reducir la cantidad de transistores y simplificar la tarea de diseño, las propiedades de los transistores para las distintas funciones han sido com-

binadas consiguiendo el objetivo con muy pocos tipos. Ellos cubren no sólo los requerimientos de bajo ruido de entrada para grabadores y amplificadores de alta fidelidad, sino también las exigencias de las etapas intermedias anteriores a la etapa excitadora. Las características principales de estos transistores están dadas en las tablas 2.2.1 y 2.2.2.

TABLA 2.2.1
TRANSISTORES N - P - N

Encapsulado Lock-fit [1]	VCES (V)	VCEO (V)	ICM (A)	h_{fe}	F tip (dB)
BC147 (A, B)[2]	50	45	0.2	125-500	2
BC148 (A,B,C)	30	20	0.2	125-900	2
BC149 (B, C)	30	20	0.2	240-900	1.2

TABLA 2.2.2
TRANSISTORES P - N - P

Encapsulado Lock-fit [1]	VCEX [4] (V)	VCEO (V)	ICM (A)	h_{fe}	F tip (dB)
BC157 [3]	50	45	0.2	75-260	2
BC158 (A,B)	30	25	0.2	75-500	2
BC159 (A,B)	25	20	0.2	125-500	1

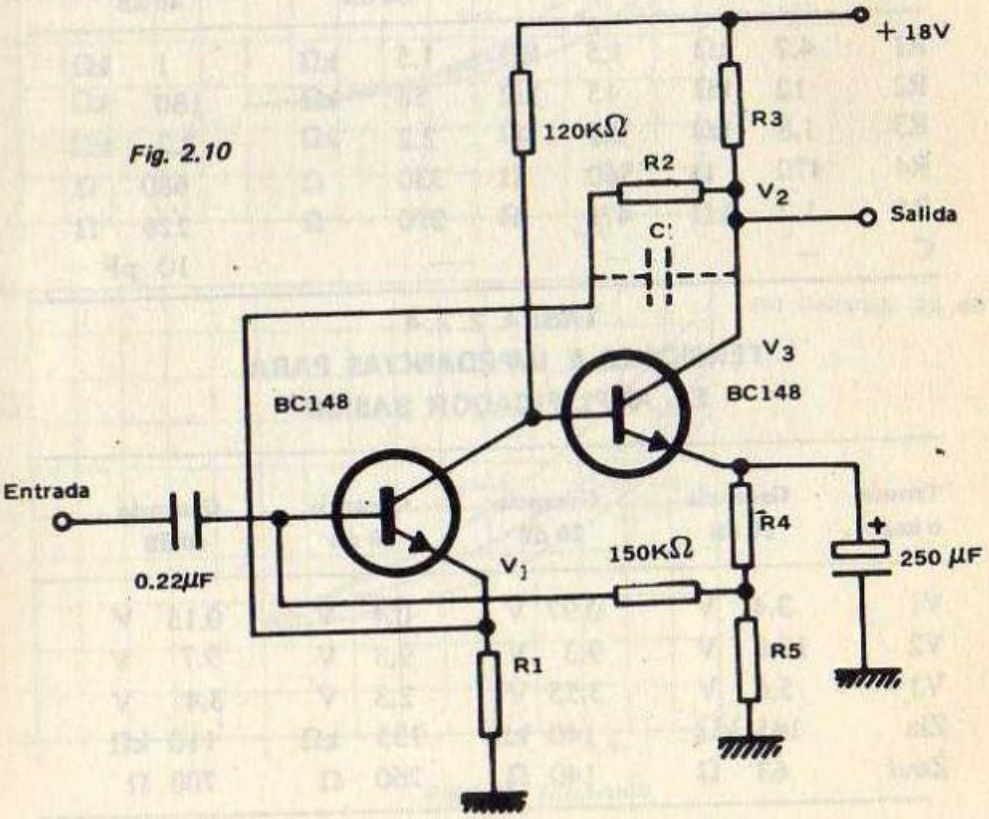
1) $T_{j\,max} = 125^{\circ}C$, $R_{th\,j\text{-}a} = 400^{\circ}c/W$
2) $I_{CBO} < 5\,\mu A$ a $V_{CB} = 20\,V$ y $T_j = 125^{\circ}C$
3) $-I_{CBO} < 4\,\mu A$ a $-V_{CB} = 20\,V$ y $T_j = 125^{\circ}C$
4) $V_{BE} = 1\,V$

En las tablas precedentes, las letras A, B y C entre paréntesis, indican la dispersión del factor de amplificación cuando Tj = 25°C, I_c = 2 mA, Vce = 5 V y f = 1 kHz, de la siguiente manera: A = 125-260, B = 240-500, C = 450-900. Los transistores a los que se refieren estas letras se indican por medio de una A, B ó C según corresponda, a continuación del número de tipo.

2.2.2 Circuitos de aplicación

En las etapas amplificadoras y circuitos de control que se describirán a continuación -que tienen, con excepción de uno, alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida- la alimentación está provista mediante una fuente única de 18 Volt Estos circuitos pueden ser interconectados en cualquier orden. Una variación de ±15% de la tensión de fuente no afecta apreciablemente el comportamiento de los circuitos.

Fig. 2.10



2.2.3 Amplificador básico de tensión

Se describirán 4 amplificadores, todos derivados del circuito básico indicado en la figura 2.10. En él se utilizan dos lazos de realimentación de c.c. para alcanzar la estabilidad frente a variaciones de temperatura, uno del emisor del segundo transistor a la base del primero y el otro del colector del segundo al emisor del primero. Los valores de los componentes del circuito para ganancias de tensión de 10, 20, 30 y 40 dB están indicados en la tabla 2.2.3. Las tensiones en tres puntos del circuito juntamente con las impedancias de entrada (Z_{in}) y de salida (Z_{out}) están dadas en la tabla 2.2.4.

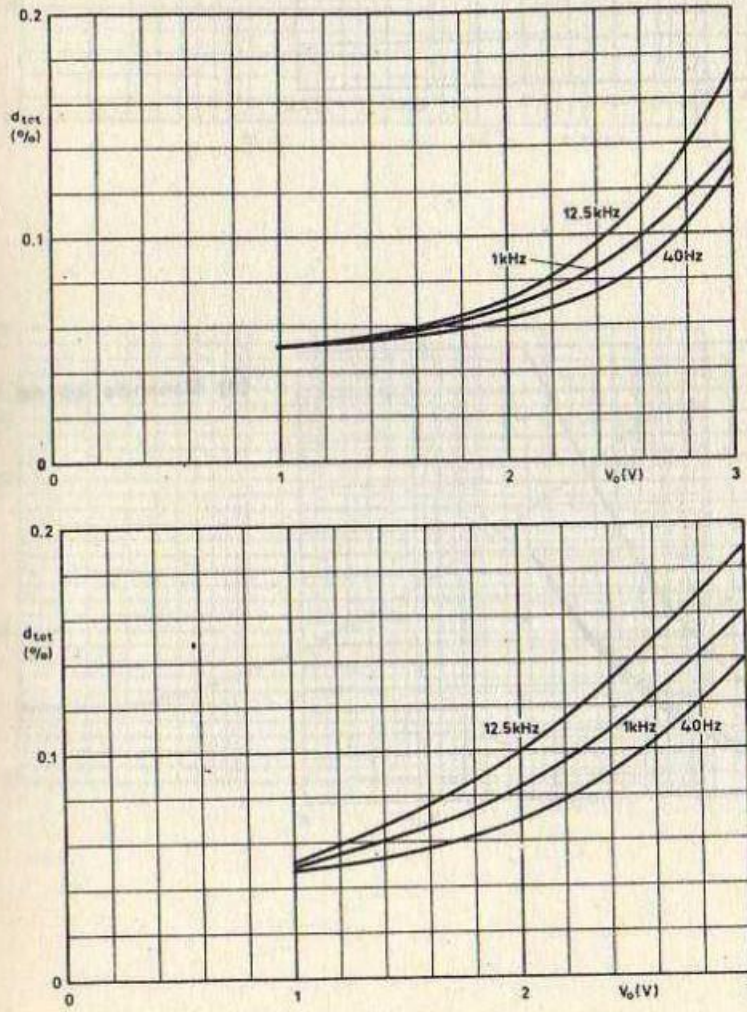
TABLA 2.2.3
VALORES DE COMPONENTES PARA AMPLIFICADOR BASICO PARA DISTINTAS GANANCIAS DE TENSION

Ref. Circ.	Ganancia 10 dB	Ganancia 20 dB	Ganancia 30 dB	Ganancia 40 dB
R1	4.7 kΩ	1.5 kΩ	1.5 kΩ	1 kΩ
R2	12 kΩ	15 kΩ	56 kΩ	180 kΩ
R3	1.8 kΩ	2.2 kΩ	2.2 kΩ	2.2 kΩ
R4	470 Ω	560 Ω	330 Ω	680 Ω
R5	1.2 kΩ	470 Ω	270 Ω	220 Ω
C	—	—	—	10 pF

TABLA 2.2.4
TENSIONES E IMPEDANCIAS PARA EL AMPLIFICADOR BASICO

Tensión o imped.	Ganancia 10 dB	Ganancia 20 dB	Ganancia 30 dB	Ganancia 40 dB
V1	3.4 V	0.97 V	0.4 V	0.15 V
V2	10.8 V	9.3 V	9.3 V	9.7 V
V3	5.6 V	3.55 V	2.3 V	3.4 V
Zin	145 kΩ	140 kΩ	135 kΩ	110 kΩ
Zout	63 Ω	140 Ω	260 Ω	700 Ω

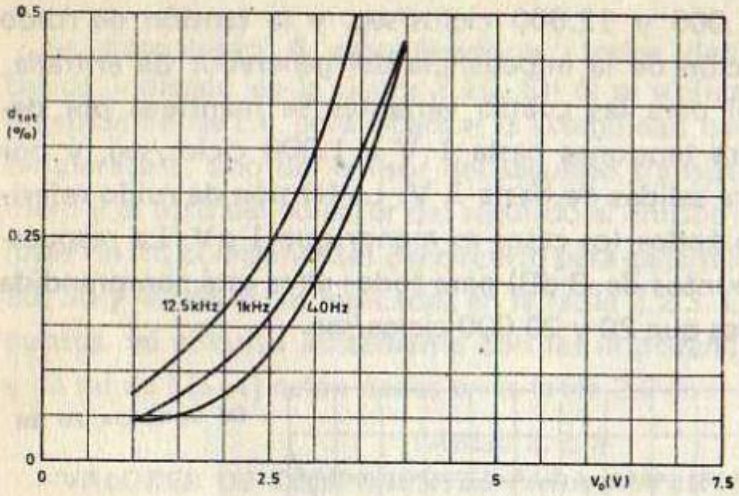
Las figuras 2.11 y 2.12 muestran para las cuatro variantes de ganancia, la distorsión total en función de la tensión de salida a tres frecuencias: 40, 1.000 y 12.500 ciclos/seg. y la tensión de ruido a la salida en función de la impedancia del generador de entrada. La distorsión total para las cuatro variantes se mantiene por debajo del 0,1 % para tensiones hasta 1 V a 1.000 ciclos/seg, y por debajo del 1 % para salidas de hasta 3 V. La tensión de ruido referida a la entrada en todos los casos es menor que 1 μV. La respuesta de frecuencia (puntos de -3 dB) para todos ellos está comprendida entre límites mejores que 20 y 20.000 ciclos/seg.



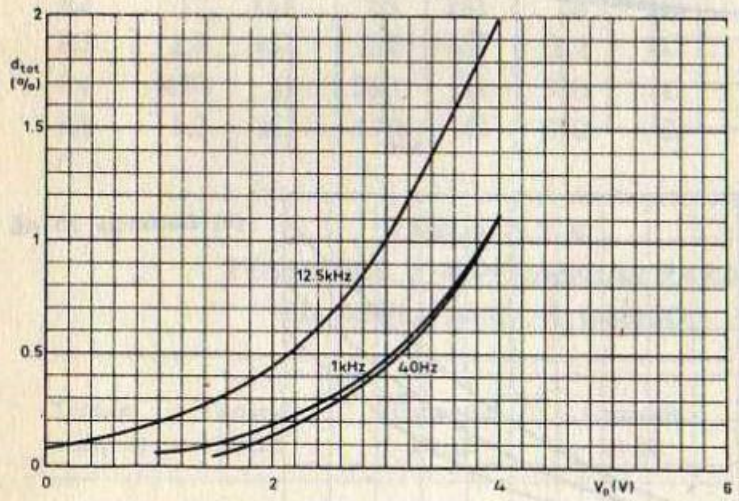
(a) Ganancia 10 dB

(b) Ganancia 20 dB

Fig.2.11. Distorsión.

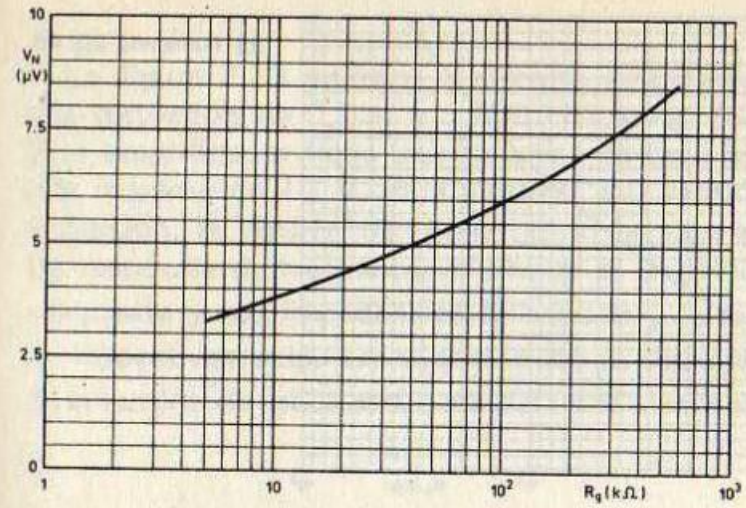


(c) Ganancia 30 dB

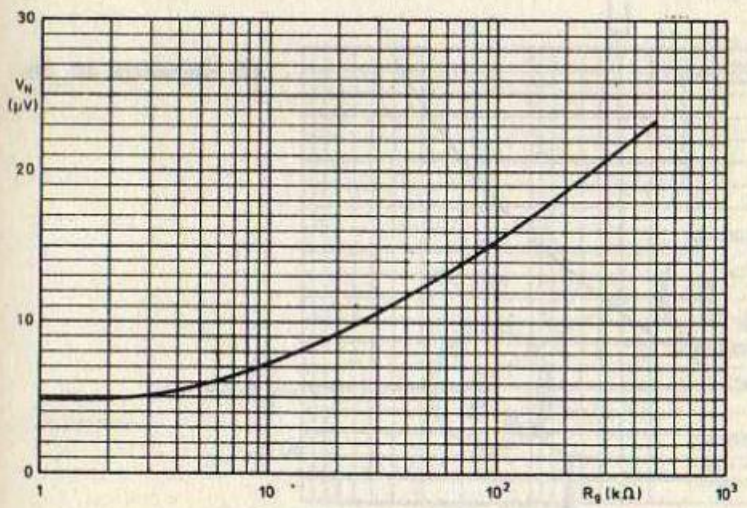


(d) Ganancia 40 dB

Fig. 2.11. Distorsión.

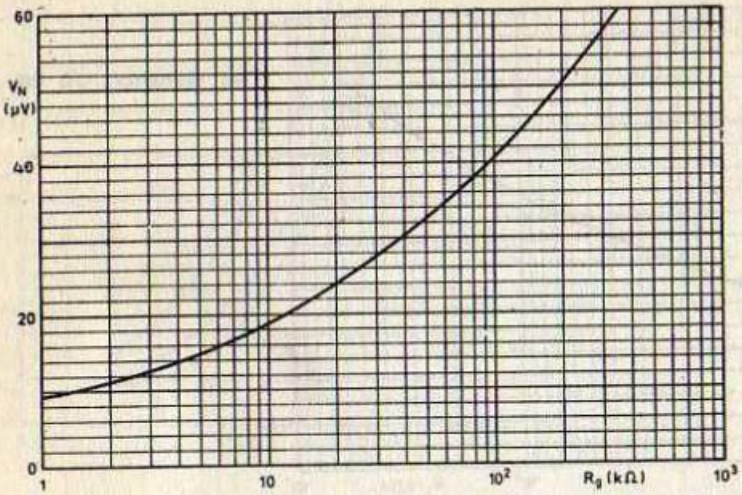


(a) Ganancia 10 dB

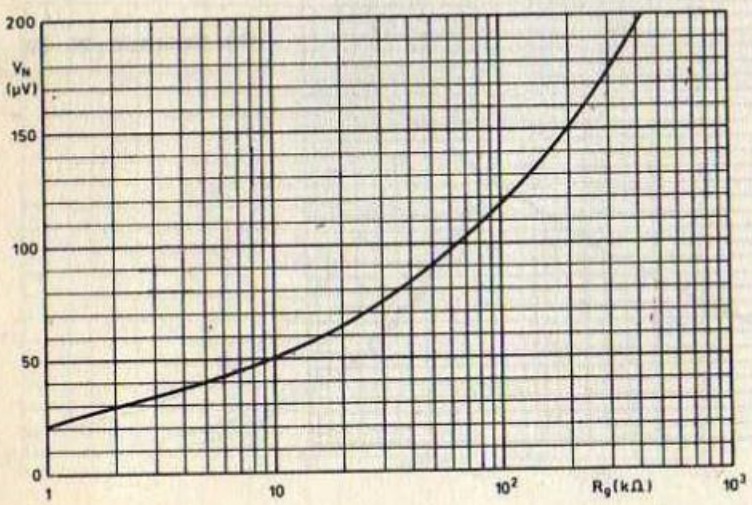


(b) Ganancia 20 dB

Fig. 2.12. Ruido



(c) Ganancia 30 dB



(d) Ganancia 40 dB

Fig. 2.12. Ruido

2.2.4 Preamplificador de baja distorsión y alta salida

La figura 2.13 muestra el circuito de un amplificador que tiene una distorsión de 0,1 % a 1.000 ciclos/seg. para la salida máxima. Este amplificador tiene una ganancia de tensión de 20 dB y una salida máxima de 10 V. Para alcanzar esta tensión de salida con baja distorsión, la tensión de alimentación ha sido elevada de 18 a 45 V. La respuesta de frecuencia es similar al amplificador descripto anteriormente y sus impedancias de entrada y salida son 140 kΩ y 200 Ω respectivamente. La variación de la distorsión total en función de la tensión de salida está dada para tres frecuencias en la figura 2.14.

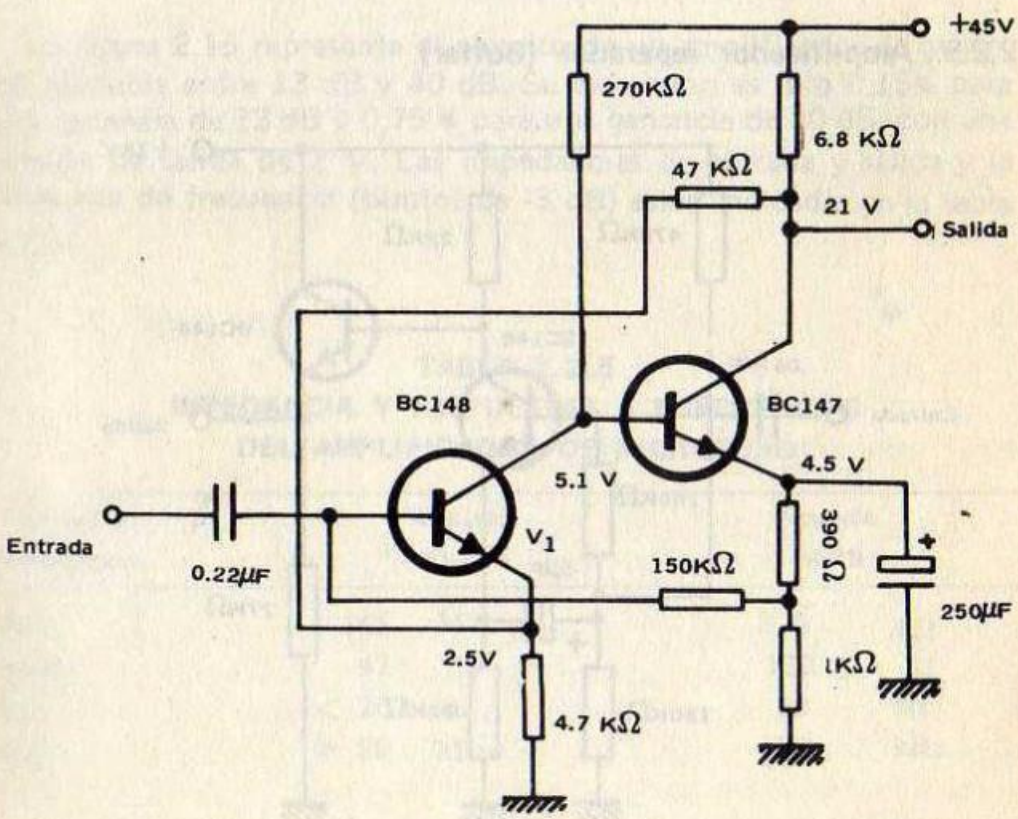


Fig. 2.13.

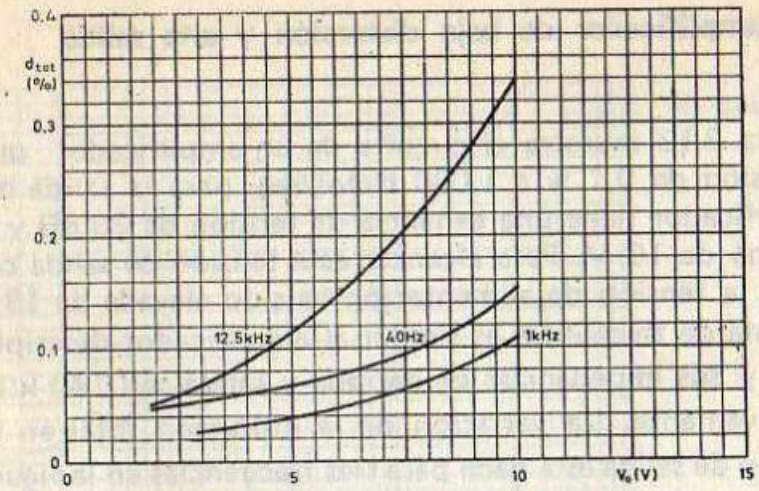


Fig. 2.14. Distorsión total del amplificador.

2.2.5 Amplificador separador (Buffer)

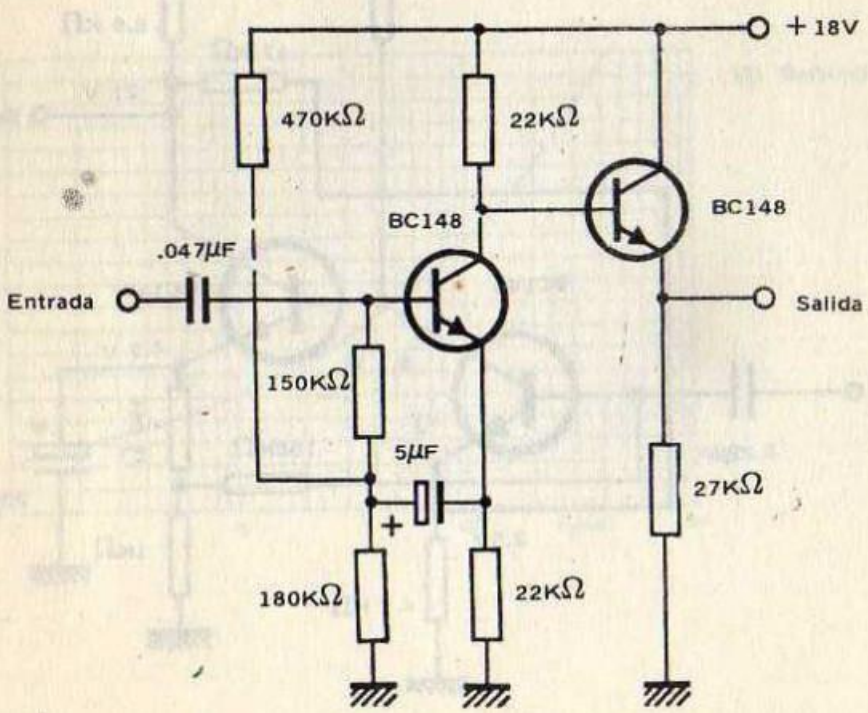


Fig. 2.15.

El circuito del amplificador se indica en la figura 2.15. Su primera etapa funciona en la configuración de emisor común con alta realimentación, mientras que la segunda etapa es un seguidor emisivo. Este circuito posee una altísima impedancia de entrada, del orden de 3.6 MΩ, y una baja impedancia de salida de 250 Ω. La ganancia de tensión es unitaria y la respuesta de frecuencia se mantiene dentro de límites mejores que 20 y 20.000 ciclos/seg.

2.2.6 Amplificador de micrófono

La figura 2.16 representa el circuito de un amplificador de ganancia ajustable entre 13 dB y 40 dB. Su distorsión es sólo 0,15% para una ganancia de 13 dB y 0,75 % para una ganancia de 40 dB, con una tensión de salida de 2 V. Las impedancias de entrada y salida y la respuesta de frecuencia (puntos de -3 dB) están indicadas en la tabla 2.2.5.

TABLA 2.2.5
IMPEDANCIA Y RESPUESTAS A FRECUENCIAS DEL AMPLIFICADOR DE MICROFONO

Impedancia o frecuencia	Ganancia 13 dB		Ganancia 40 dB	
Zin	145	kΩ	120	kΩ
Zout	47	Ω	120	Ω
f_{inf}	< 20	Hz	20	Hz
f_{sup}	⩾ 20	kHz	20	kHz

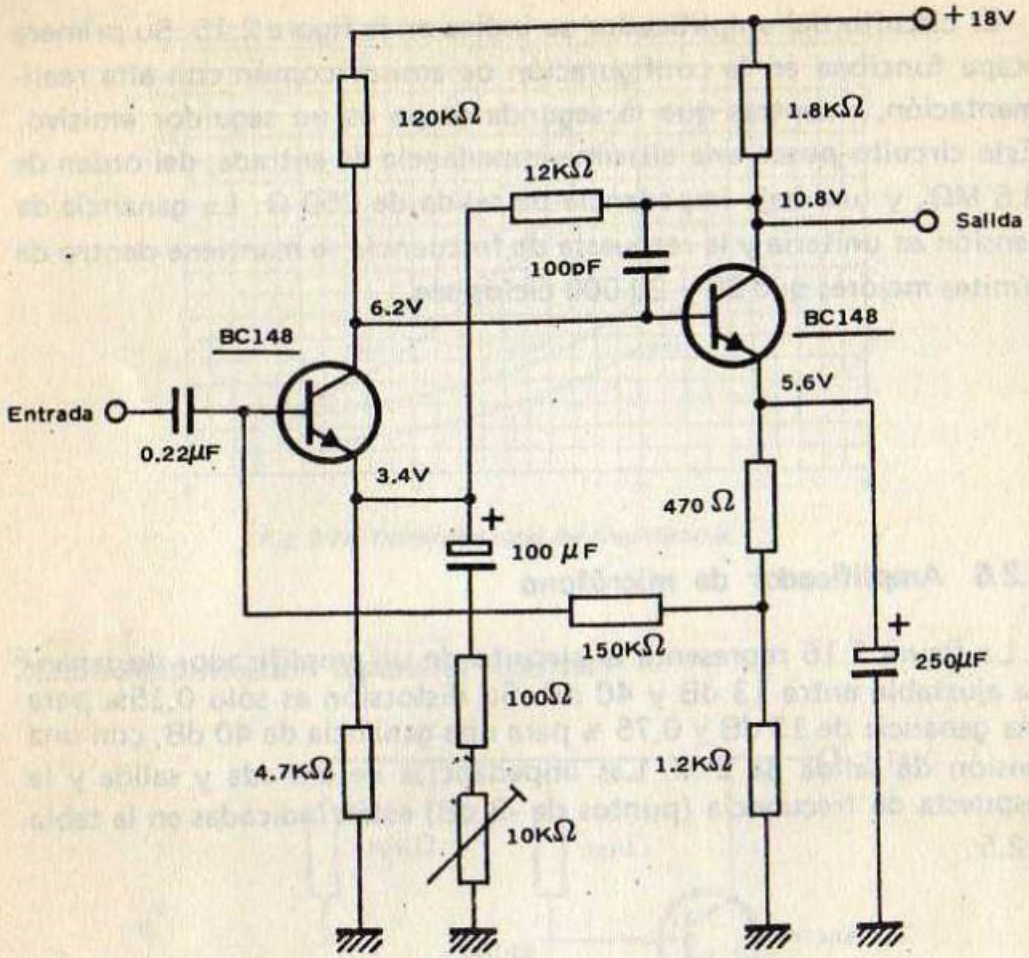


Fig. 2.16.

2.2.7 Amplificador mezclador

El circuito del mezclador se indica en la figura 2.17. Aquí las dos entradas se llevan a transistores separados que tienen la carga del colector en común. Una etapa de seguidor emisivo asegura una baja impedancia de salida de 70 Ω siendo la impedancia de entrada de 2,5 MΩ. Para ambas entradas la ganancia de tensión es unitaria. La distorsión es de 0,5% para 2 V de salida reduciéndose a 0,1% para salidas menores que 0,5 V. Para evitar que la distorsión supere el 0,5 %, la tensión de cada entrada no debe ser mayor de 1 V dado que el circuito puede sobrecargarse.

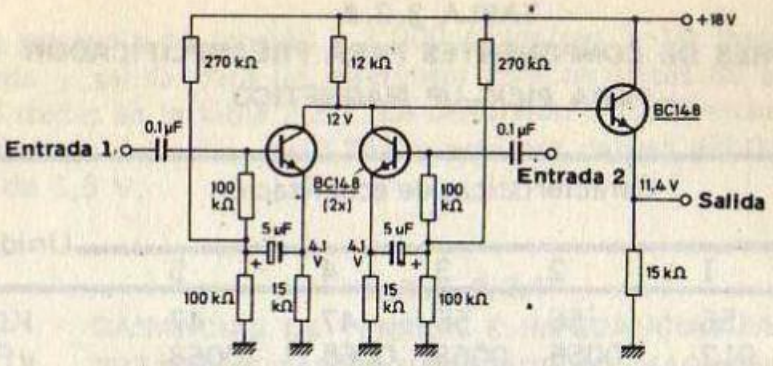


Fig. 2.17.

2.2.8 Preamplificador para pick-up magnético

El preamplificador -cuyo circuito se indica en la figura 2.18 presenta alta impedancia de entrada, lo cual permite conectar un pick-up magnético de cualquier inductancia sin introducir cambios en la respuesta superior del rango de frecuencia. Se ofrecen a elección cinco características de ecualización, los valores de cuyos componentes están indicados en la tabla 2.2.6.

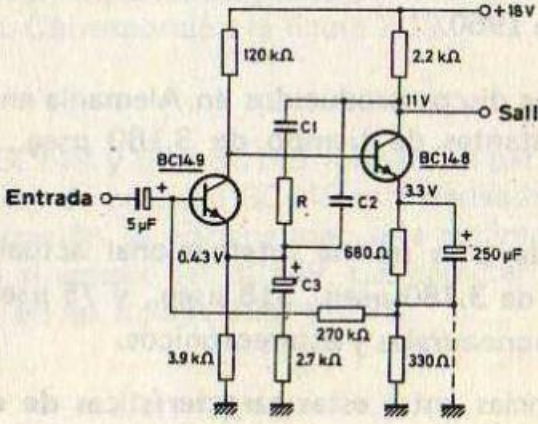


Fig. 2.18.

TABLA 2.2.6
VALORES DE COMPONENTES PARA PREAMPLIFICADOR PARA PICK–UP MAGNETICO

Referencia de circuito	Características de ecualización 1	2	3	4	5	Unidades
R	56	56	56	47	47	KΩ
C_1	.012	.0056	.0068	.0068	.0068	μF
C_2	—	—	.0039	.0015	.0022	μF
C_3	25	25	1.5	3.2	5	μF

Para las características 1 y 2 el capacitor electrolítico de 250 μF del circuito de emisor del segundo transistor, debe ser conectado a masa. En el circuito está indicado con línea punteada. Las cinco características de ecualización son las siguientes.:

1) Corresponde a los antiguos discos europeos (frecuencia de cruce 250 ciclos/seg.) anteriores a la aparición del microsurco.

2) Corresponde a discos cuyas características de grabación fueron utilizadas en Estados Unidos hasta 1940 y usadas en Europa hasta 1950 (frecuencia de cruce: 500 ciclos/seg.).

3) Corresponde a la norma de N.A.R.T.B. utilizada en Estados Unidos hasta 1960.

4) Ecualiza los discos producidos en Alemania entre 1952 y 1955. Tiene constantes de tiempo de 3.180 μseg., 318 μseg. y 50 μseg.

5) Corresponde a la norma internacional actual con constantes de tiempo de 3.180 μseg., 318 μseg., y 75 μseg. Apropiado para discos monoaurales y estereofónicos.

Las discrepancias entre estas características de ecualización y las ideales son despreciables: por ejemplo la característica 5 está dentro de ± 1 dB en relación con los requerimientos de la R.I.A.A.

La ganancia de tensión a 1.000 ciclos/seg. y las impedancias de entrada y salida para las diferentes características de ecualización, están dadas en la tabla 2.2.7. La distorsión a 1.000 ciclos/seg. y 4 V de salida es del orden de 0,25% y está por debajo del 0,1% para salidas de 1,5 V.

TABLA 2.2.7
GANANCIAS DE TENSION E IMPEDANCIAS PARA PREAMPLIFICADOR PARA PICK–UP MAGNETICO

Ganancia o impedancia	Características de ecualización					Unidades
	1	2	3	4	5	
Ganancia	30	30	25	27	26	dB
Z_{in}	250	250	250	250	250	kΩ
Z_{out}	160	160	190	240	240	Ω

2.2.9 Preamplificador para pick-up, grabador y sintonizador de radio.

Este circuito es un preamplificador ecualizado para ser utilizado en combinación con cápsulas magnéticas o cerámicas, radio y cabezas reproductoras. Corresponde a la figura 2.19.

Un transistor BC149 y uno BC148 forman un par acoplado directamente. La tensión de base del BC149 está derivada del emisor del BC148. La ecualización se obtiene mediante realimentación del colector del BC148 al emisor del BC149. Las características de ecualización se indican en las figuras 2.20 y 2.21.

No se indica el valor de R, resistor de entrada para la posición radio, dado que debe ser elegido de acuerdo con la señal disponible.

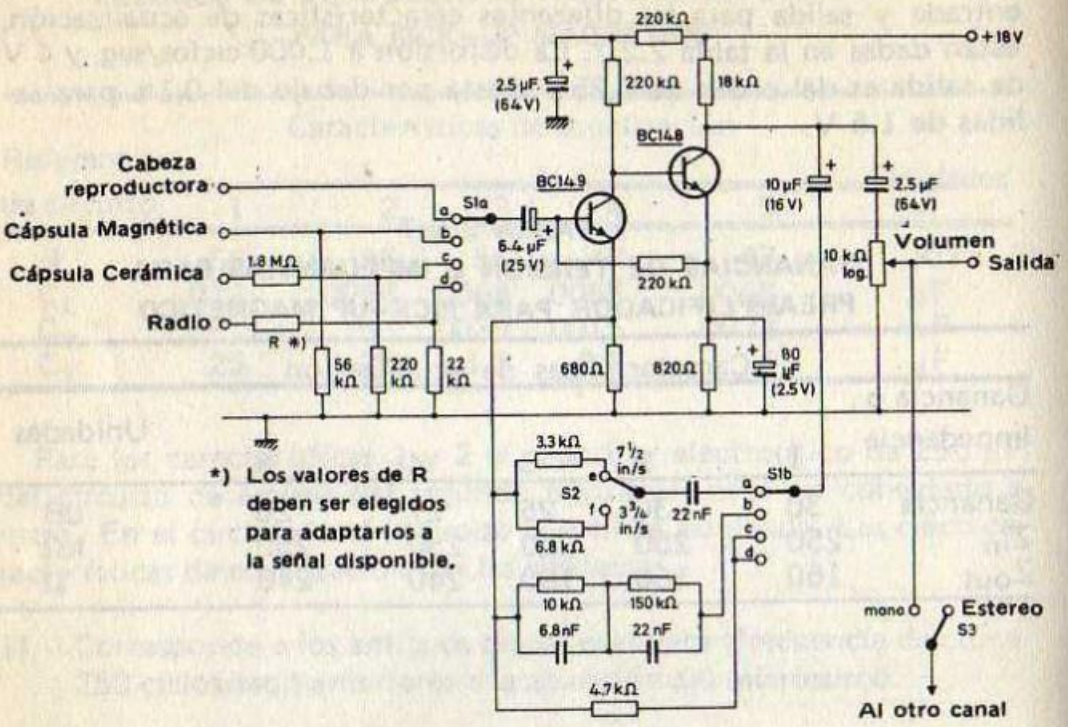


Fig. 2.19.

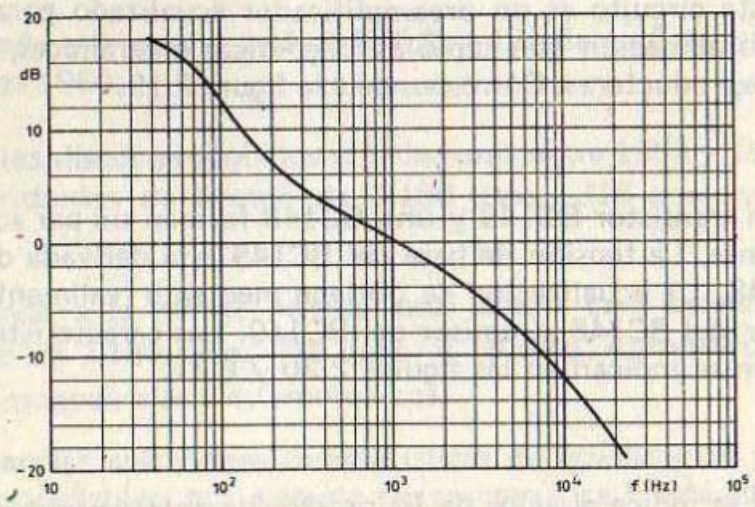


Fig. 2.20: Característica de ecualización para cápsula magnética.

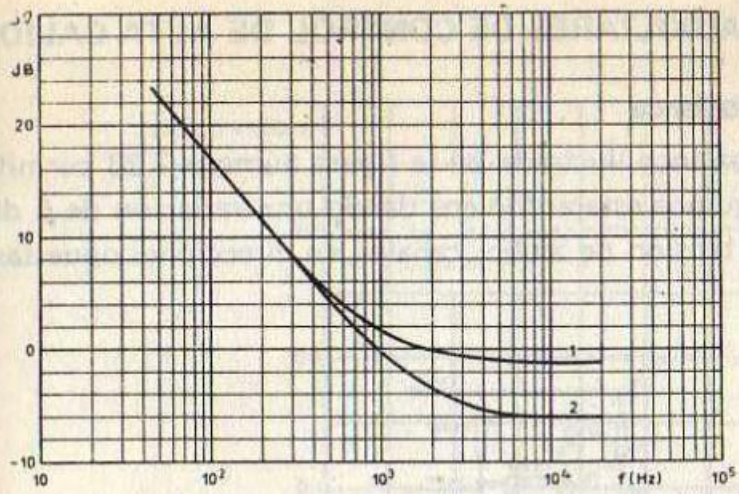


Fig. 2.21:
Característica de ecualización para cabeza reproductora.
Curva 1: 3 - 3/4 pulg/seg.
Curva 2: 7 - 1/2 pulg/seg.

Para una salida de 60 mV la sensibilidad de las distintas entradas a 1.000 ciclos/seg. es:

Pick-up magnético	4 mV
Pick-up cerámico	170 mV
Cabeza reproductora para veloc. de cinta de 19.1 cm. seg. (7 - 1/2 pulg/seg).	6,5mV

La distorsión total del preamplificador, está graficada en función de la tensión de salida en la figura 2.22.

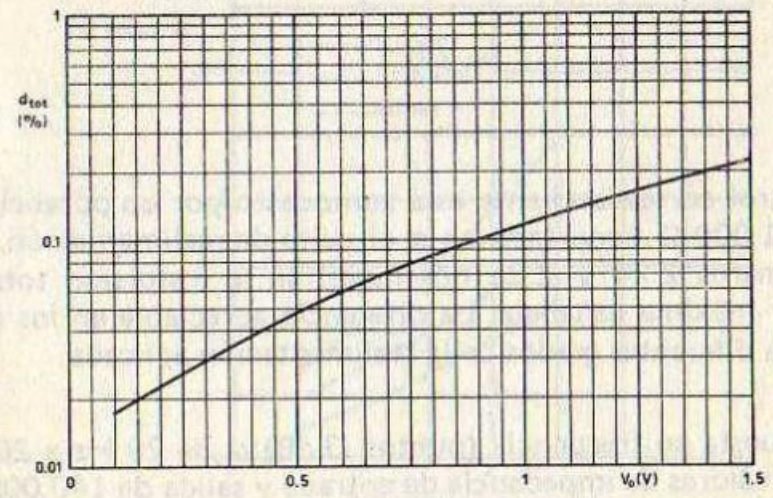


Fig. 2.22.

2.3 CIRCUITOS AUXILIARES DE CONTROL DE ALTA CALIDAD

2.3.1 Control de balance

El circuito de balance ilustrado en la figura número 2.23 permite su inclusión en equipos estereofónicos dando una variación de 6 dB en la ganancia de tensión de ambos canales, en direcciones opuestas.

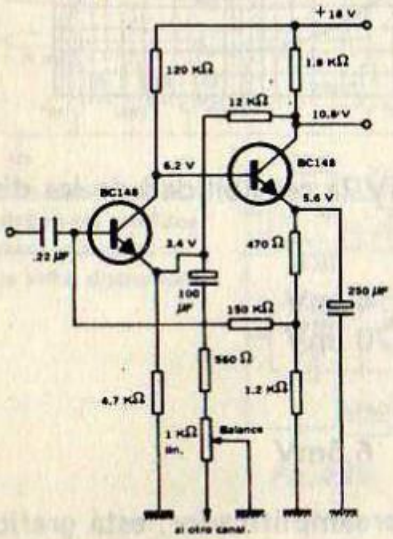


Fig. 2.23.

El control correspondiente está compuesto por un potenciómetro lineal de 1.000 Ω conectado en el circuito de realimentación. Las figuras números 2.24 y 2.25 nos muestran la distorsión total para mínima y máxima ganancia. La diferencia apreciable en los gráficos es debida a diferentes grados de la realimentación aplicada.

La respuesta en frecuencia (puntos -3 dB) va de 20 Hz a 20 KHz, siendo los valores de impedancia de entrada y salida de 140.000 Ohm y 85 Ohm respectivamente.

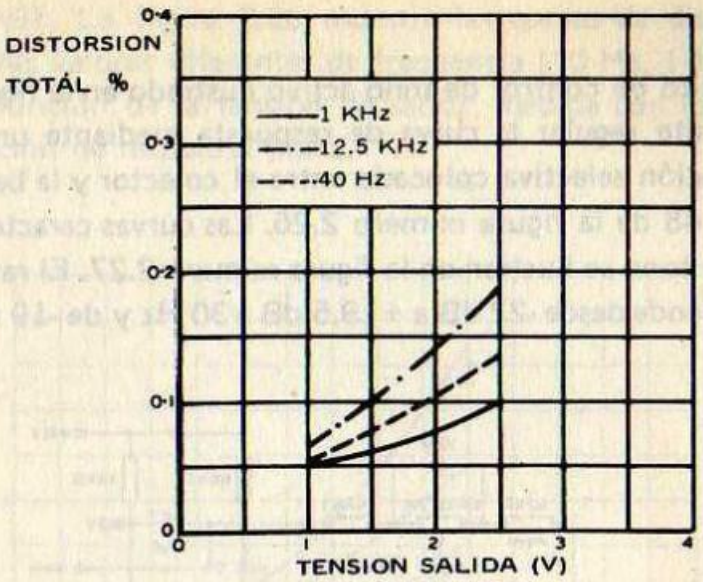


Fig. 2.24: Mínima ganancia.

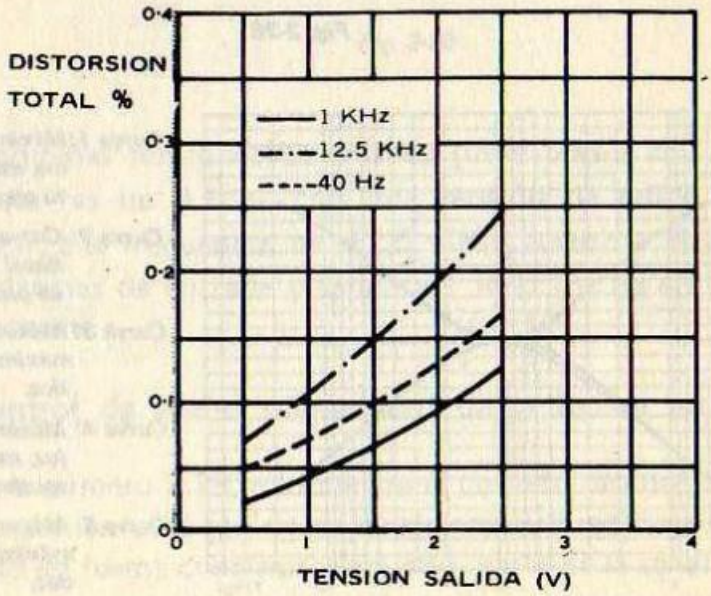


Fig. 2.25: Máxima ganancia.

2.3.2 Control de tono activo

El circuito de control de tono activo ilustrado en la figura número 2.26 permite regular la curva de respuesta mediante una malla de realimentación selectiva colocada entre el colector y la base del transistor BC148 de la figura número 2.26. Las curvas características del control de tono se ilustran en la figura número 2.27. El rango de control se extiende desde -22 dB a +19,5 dB a 30 Hz y de -19 a +19,5 dB a 20 KHz.

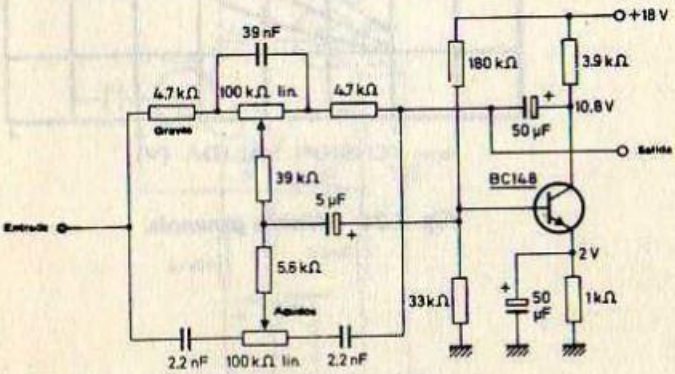
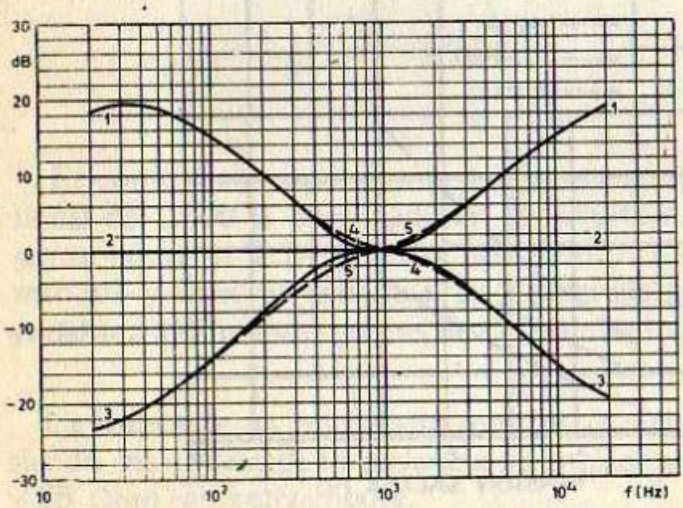


Fig. 2-26



Curva 1: Máximo refuerzo bajos, máximo refuerzo agudos.

Curva 2: Curva de respuesta lineal (controles en plano)

Curva 3: Máximo corte bajos, máximo corte agudos.

Curva 4: Máximo refuerzo bajos, máximo corte agudos.

Curva 5: Máximo corte bajos, máximo refuerzo agudos.

Fig. 2-27. Características del control de tono activo.

La curva de respuesta plana se obtiene cuando los potenciómetros se encuentran en su posición central, resultando una ganancia de tensión de 0,91. La figura 2.28 muestra las curvas de distorsión total para tres valores diferentes de frecuencia (40 Hz, 1 KHz y 12,5 KHz) en función de la tensión de salida, medida con los controles en la posición de respuesta plana.

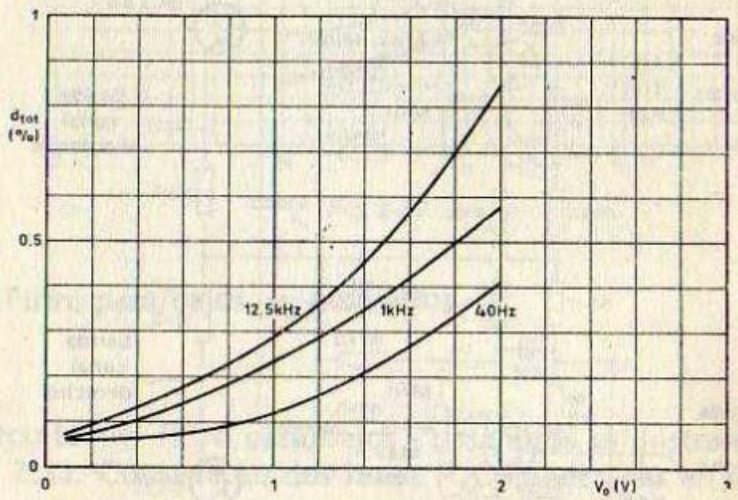


Fig. 2-28

Para pequeñas tensiones de entrada (inferiores a 250 mV) la distorsión total es de 0,1 %, con una tensión de salida de 2 Volt. Tal factor, a la frecuencia de 12,5 KHz, aumenta hasta 0,95 %. Las impedancias de entrada y salida a 1 KHz son de 40 kΩ y 180 Ω respectivamente.

2.3.3. Control de ancho (dimensión) de la fuente de sonido

La figura número 2.29 nos muestra el circuito de control de dimensión de una fuente de sonido en un sistema estereofónico, que puede ser variado en forma contínua. Para ello, parte de la señal de un canal es sumado al otro canal. El control de ancho puede ser ajustado en for-

ma contínua entre 100 % de diafonía en fase (lo que corresponde a la operación monoaural) hasta una diafonía con fase opuesta de 24 %. Un efecto de oposición de fase muy intenso no es recomendable pues puede perderse el efecto estereofónico.

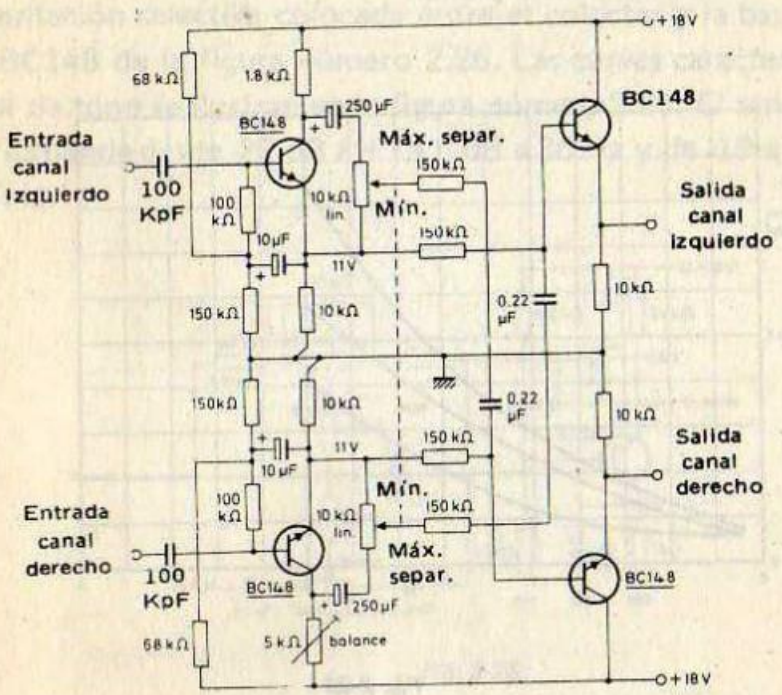


Fig. 2-29

El potenciómetro de preajuste de 5.000 Ohm se utiliza como balance para ambos canales. La ganancia de tensión del circuito es 0.5. Las impedancias de entrada y salida son de 750 KOhm y 47 Ohm, respectivamente y la respuesta en frecuencia (puntos -3 dB) va de 20 Hz a 20 KHz. La figura número 2.30 nos muestra la distorsión total del circuito en función de la tensión de salida para estos tres valores de frecuencias:

40	Hz
1	KHz
12,5	KHz

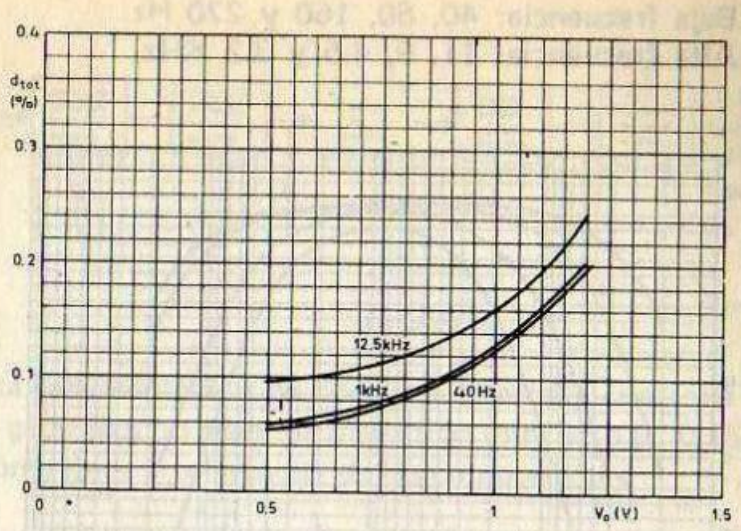


Fig. 2-30

2.3.4. Filtro pasa/bajos – pasa/altos

El circuito del filtro pasa/bajos - pasa/altos se ilustra en la figura número 2.31. Consiste en dos redes R/C conectadas en serie con un amplificador Buffer. Las características ajustables de frecuencia se ilustran en la figura número 2.32. Las frecuencias de corte que se pueden seleccionar son las siguientes:

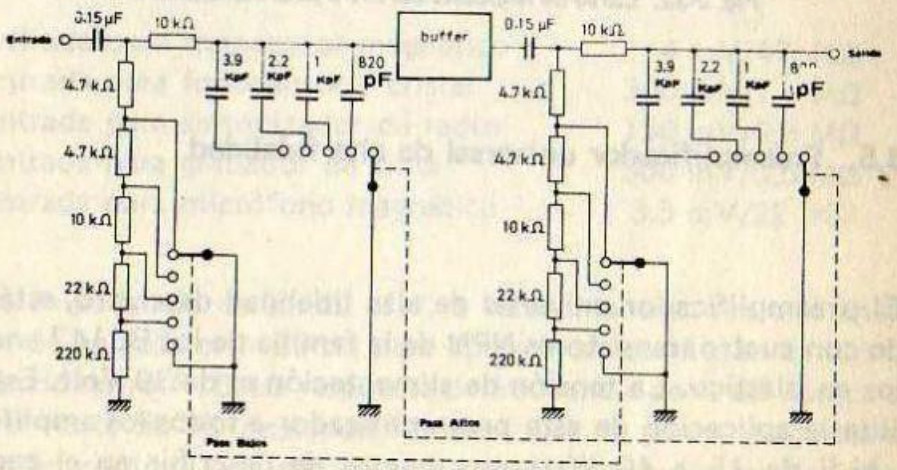
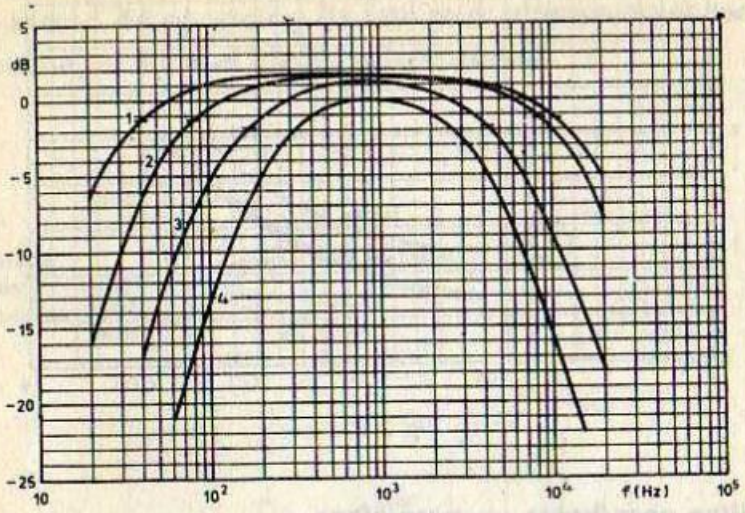


Fig. 2-31

Baja frecuencia: 40, 80, 160 y 270 Hz.
Alta frecuencia: 11, 9, 4.5 y 3.2 KHz.



Frecuencias de corte (puntos −3 dB):

Curva 1: f_{bajas}	40 Hz,	f_{altas}	= 11	KHz
Curva 2: f_{bajas}	80 Hz,	f_{altas}	= 9	KHz
Curva 3: f_{bajas}	160 Hz,	f_{altas}	= 4,5	KHz
Curva 4: f_{bajas}	270 Hz,	f_{altas}	= 3,2	KHz

Fig. 2-32. Curva de respuesta del filtro pasa bajos/pasa altos

2.3.5. Preamplificador universal de alta fidelidad

El preamplificador universal de alta fidelidad descripto, está equipado con cuatro transistores NPN de la familia de los BC147 encapsulados en plástico. La tensión de alimentación es de 30 Volt. Esto posibilita la aplicación de este preamplificador a todos los amplificadores hi-fi de 15 a 40 Watt que hemos de describir en el capítulo de amplificadores de potencia.

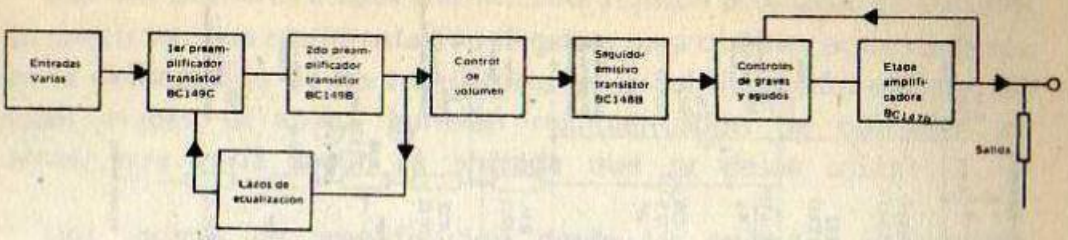


Fig. 2-33

La alta realimentación de corriente alterna y continua aplicada al circuito garantiza un nivel de distorsión muy bajo (< 0,15 %) y poca dispersión debida a tolerancias de los componentes.

El preamplificador tiene cinco entradas diferentes, que son respectivamente para fonocaptores a cristal y magnético, sintonizador de radio, grabador de cinta y micrófono magnético. El preamplificador suministra también una señal de salida para grabación. En la posición correspondiente al fonocaptor magnético las características de amplitud/frecuencia del preamplificador corresponden a las normas de corrección del R.I.I.A.A.

A continuación se da la sensibilidad e impedancia a 1 KHz de las distintas entradas para una tensión nominal de salida de 440 mV (controles de tono en posición plana):

* entrada para fonocaptor magnético	4 mV/47 KΩ
* entrada para fonocaptor a cristal	300 mV/1 MΩ
* entrada para sintonizador de radio	150 mV/0,5 MΩ
* entrada para grabador de cinta	300 mV/0,5 MΩ
* entrada para micrófono magnético	3,5 mV/22 KΩ

La impedancia de salida es < 1 KΩ, mientras que el manejo de señal de entrada es > 20 dB para 350 mV constantes en el cursor del potenciómetro R18. La respuesta de frecuencia de -1 dB abarca desde 10 Hz hasta 50 KHz estando los controles de graves y agudos en su posición central. Los controles de graves y agudos pueden variarse independientemente entre unos -19 y + 19 dB.

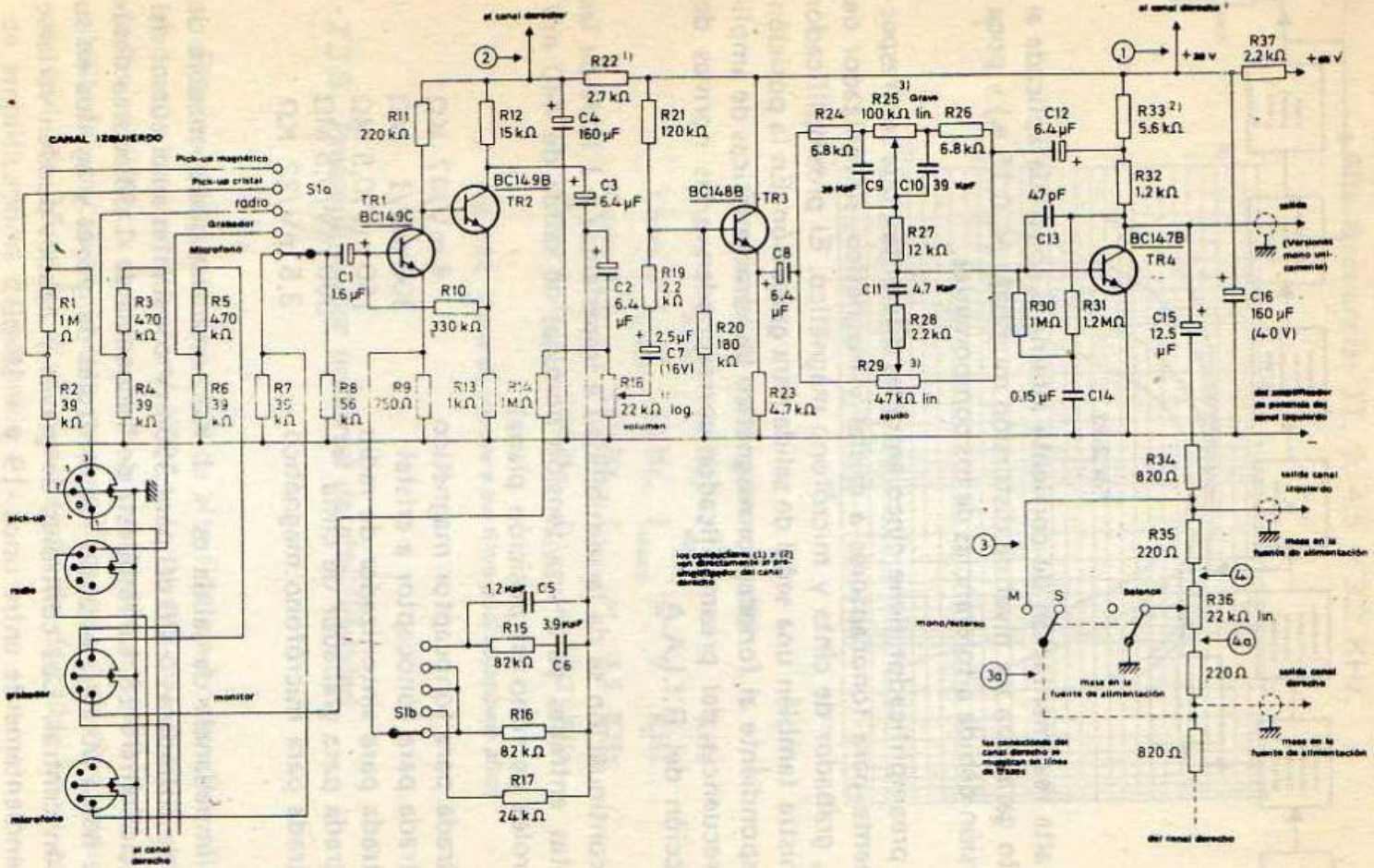


Fig. 2-34. Circuito del Pre-Amplificador.

Las dos primeras etapas amplificadoras están acopladas en corriente contínua, con realimentación negativa para obtener poca variación en la polarización de los transistores en la configuración elegida. En estas etapas se aplica también realimentación de corriente alterna, que varía según la entrada que se desee utilizar.

Los índices de amplificación desde las entradas al extremo del potenciómetro de volumen son respectivamente las siguientes (f = 1 KHz).

pick-up magnetico	:	87,5	veces
pick-up a cristal	:	1,16	veces
sintonizador de radio	:	2,33	veces
grabador de cinta	:	1,16	veces
micrófono magnético	:	100	veces

Con señal de entrada nominal (f = 1 KHz), la tensión sobre el potenciómetro de volumen es del orden de los 350 mV. A través de un resistor de 1 MΩ (R14), esta señal se lleva a la salida para grabación, y por lo tanto en ese punto se tendrán tensiones del orden de 0,35 mV para impedancias de carga de 1 KΩ.

Notas referentes a la fig. 2.34:

1) En el preamplificador correspondiente al canal derecho, se omiten R_{22} - R_{37} - C_4 - C_{16}.

2) El preamplificador, con este valor de R_{33}, entrega a la salida un nivel de señal de 440 mV, adecuado para excitar el amplificador de 40 W que se describe más adelante. Para utilizarlo con los amplificadores de 15 y 25 W, la salida puede reducirse a 350 mV cortocircuitando R_{32} y haciendo R_{33} igual a 6,8 KΩ.

3) Para operación estereofónica, deberán utilizarse potenciómetros en tándem.

En la posición "fonocaptor magnético", la amplificación de las dos primeras etapas está compensada de acuerdo a las normas R.I.A.A. Esto se verifica mediante el lazo de realimentación R15-C5-C6. Todas las demás entradas tienen un factor de realimentación independiente de la frecuencia y una respuesta de frecuencia plana. Para obtener un bajo nivel de ruido, en la posición T1 se utiliza un transistor BC149-C, mientras que para T2 se emplea un BC149-B.

La relación de sobrecarga (manejo de señal) de las dos primeras etapas es mayor que 20 dB para 350 mV constantes en el cursor del potenciómetro de control de volumen.

El potenciómetro que actúa como control de volumen está conectado a T3 (BC148-B), que se usa como seguidor emisivo para obtener alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida. Como resultado el circuito de control de tono es independiente de la posición del cursor del potenciómetro de volumen.

Los controles de graves y agudos están conectados en el lazo de realimentación entre colector y base del transistor T4. Este sistema de realimentación permite obtener una baja impedancia de salida para T4, mientras que los controles de graves y agudos pueden variarse independientemente en un amplio rango.

Cuando los cursores de los potenciómetros de control de tono R25 y R29 se encuentran en su posición media, la realimentación es prácticamente independiente de la frecuencia. La ganancia de tensión de T4 es del orden de las 1.35 veces. La señal de salida para el amplificador de potencia se toma de la unión de R34 y R35, mientras que R35 y R36 forman el circuito de control de balance.

Con el cursor de R36 en su posición media, la merma de la amplificación de tensión es de unos 0.6 dB. En la posición mono el cursor de R36 está desconectado y las entradas de los dos amplificadores de potencia están en paralelo. De esta manera la amplificación es la misma para las posiciones mono y estéreo.

Si el amplificador de potencia tiene fuente de alimentación regulada, la tensión contínua para el (los) preamplificador (es) puede derivarse desde esta fuente a través de R37. Si el amplificador de potencia no tiene fuente regulada, se recomienda el uso de un filtro activo adicional entre la alimentación del amplificador de potencia y el preamplificador universal, para obtener un desacoplamiento mejor entre ambos. El circuito de un filtro adicional se observa en la fig. N° 2.35, y está equipado con un transistor BC147. Este circuito combina el filtro con un amplificador de potencia de 40 Watt (tensión de alimentación = 60 Volt).

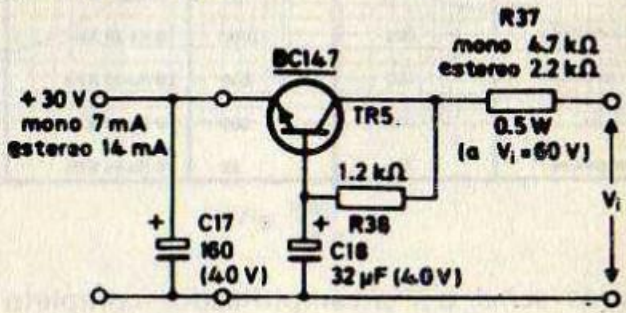


Fig. 2.35. Circuito del filtro activo adicional, utilizado cuando no se dispone de fuente de alimentación estabilizada. C_{17} se monta en la plaqueta impresa con fuente estabilizada, R_{37} se coloca también en la plaqueta impresa. (Ver fig. 2-39).

MEDICION DEL RENDIMIENTO

Las corrientes de reposo típicas de los distintos transistores con una fuente de alimentación nominal de 30 Volt son las siguientes:

T_1	(BC149-C)	:	75	µA
T_2	(BC149-B)	:	0.73	mA
T_3	(BC148-B)	:	3.5	mA
T_4	(BC147-B)	:	2.4	mA

El consumo total de corriente continua es de 7 mA.

En la tabla 2.3.1 se dan los valores de sensibilidad, impedancia, respuesta de frecuencia (-1 dB) y relación señal-ruido para las dis-

tintas fuentes de entrada. La sensibilidad y la impedancia de entrada están dadas a f = 1 KHz para un nivel de señal de salida de 440 mV. Las relaciones señal-ruido están dadas para un nivel de señal de salida de 20 dB debajo de 440 mV.

ENTRADA	SENSIBILIDAD (mV)	IMPEDANCIA DE ENTRADA (KΩ)	CARACTERISTICA DE FRECUENCIA	RELACION SEÑAL-RUIDO (dB)
pick-up magneto dinámico	4	47	ver Fig. 2.37	> 80
pick-up pieso-eléctrico	300	1000	10 Hz-35 KHz	> 80
sintonizador de radio	150	500	10 Hz-35 KHz	> 80
grabador de cinta	300	500	10 Hz-45 KHz	> 85
micrófono magnético	3.5	22	10 Hz-65 KHz	> 80

Tabla 2-3-1.

El manejo de señal del preamplificador completo es > 20 dB con respecto a la tensión nominal de salida de 440 mV, de modo que la tensión de salida sin distorsión es > 4,4 Volt. La impedancia de salida del amplificador es < 1 KΩ. Las características del control de tono están dadas en la fig. 2.36.

Curva 1) Controles de bajos y agudos en posición media;
Curva 2) Agudos a máximo, bajos en plano.
Curva 3) Agudos a mínimo, bajos en plano.
Curva 4) Bajos a máximo, agudos en plano.
Curva 5) Bajos a mínimo, agudos en plano.

Si los controles de bajos y agudos se encuentran en posición máxima, las curvas 2) y 4), se unen por medio de la línea de puntos. Lo mismo sucede cuando los controles de bajos y agudos se encuentran en posición mínima.

La distorsión del preamplificador es menor que 0.15 % entre 20 Hz y 20 KHz para todas las entradas y tensión nominal de salida.

La señal de salida para grabador de cinta es 0,35 mV para una impedancia de carga de 1 KΩ.

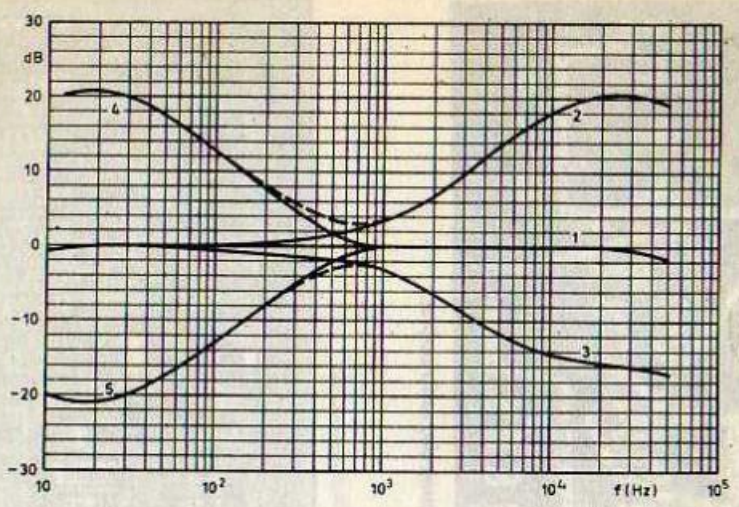


Fig. 2-36

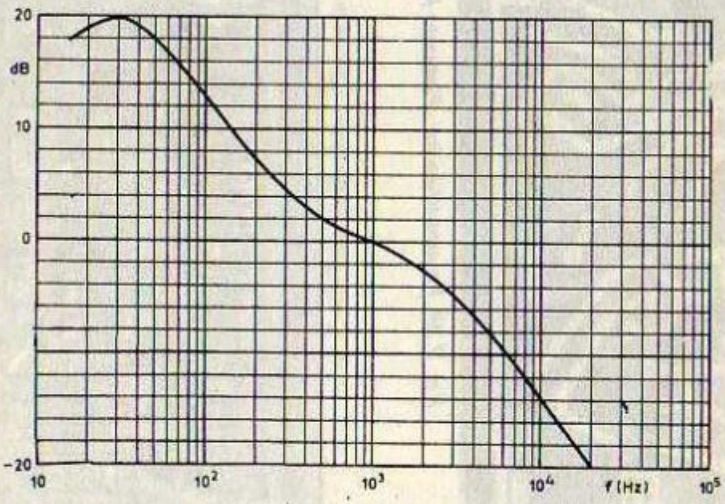


Fig. 2-37. Característica de corrección del preamplificador en la posición para Pick-Up Dinámico

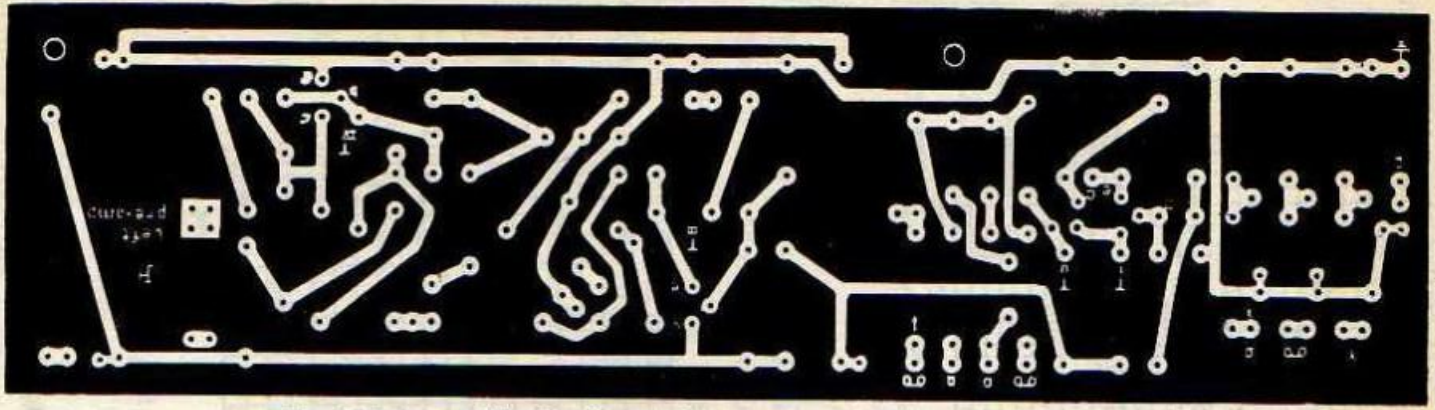


Fig. 2.38. Preamplificador; Plaqueta impresa para canal izquierdo; lado cobre.

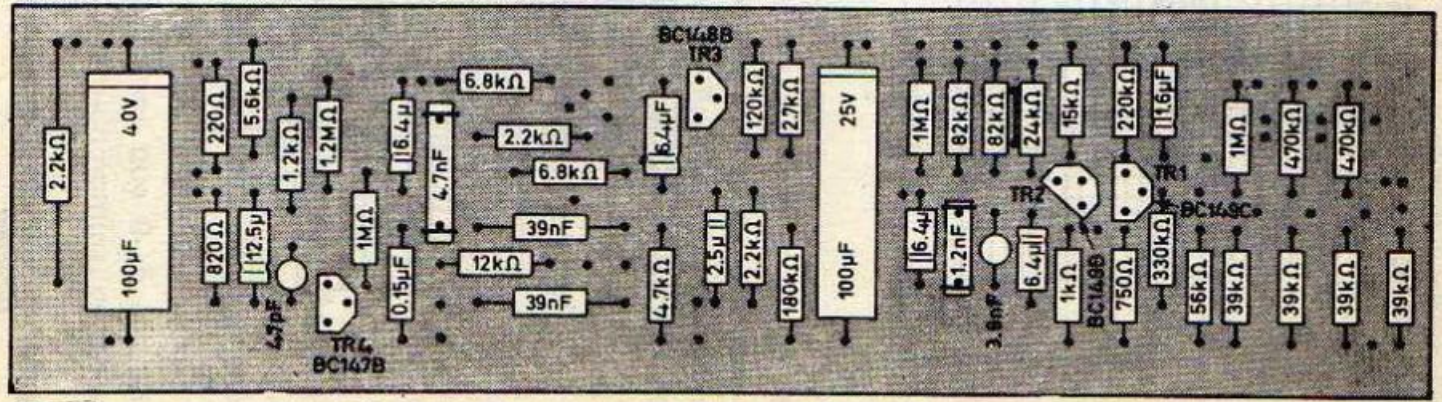


Fig. 2.39. Distribución de componentes del canal izquierdo del preamplificador.

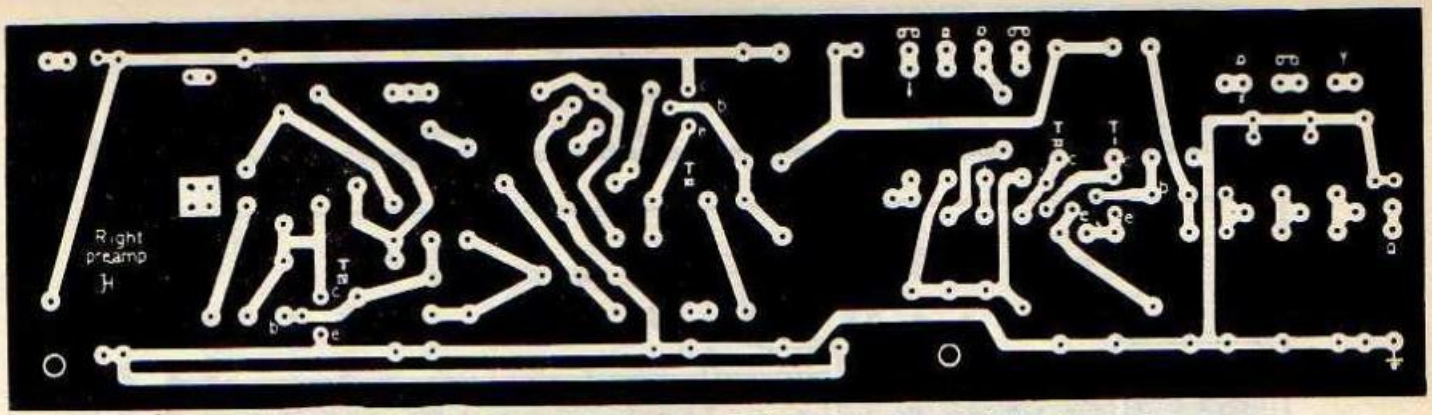


Fig. 2.40 Preamplificador. Plaqueta impresa lado cobre canaladerecho.

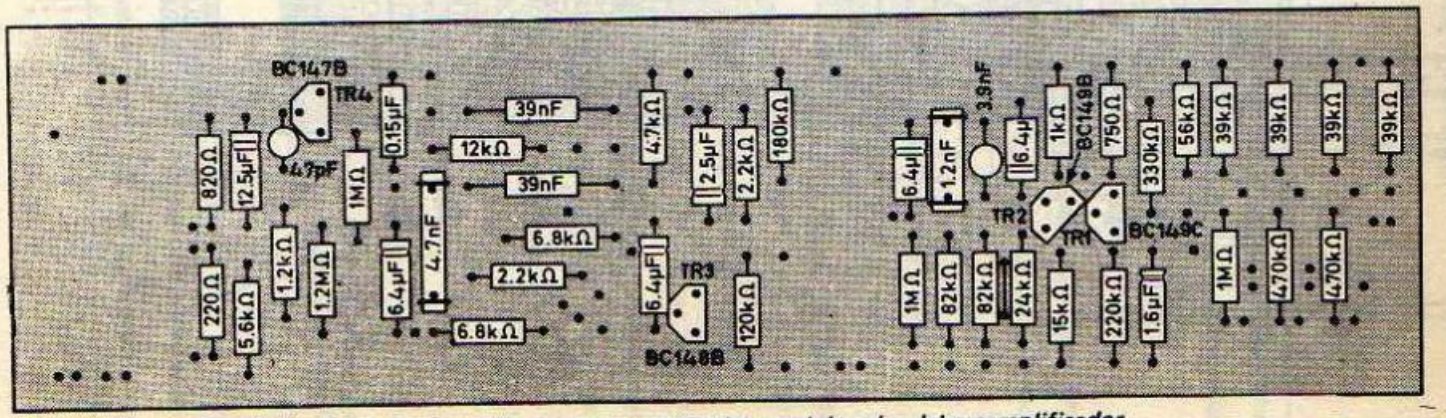


Fig. 2.41. Distribución de componentes del canal derecho del preamplificador.

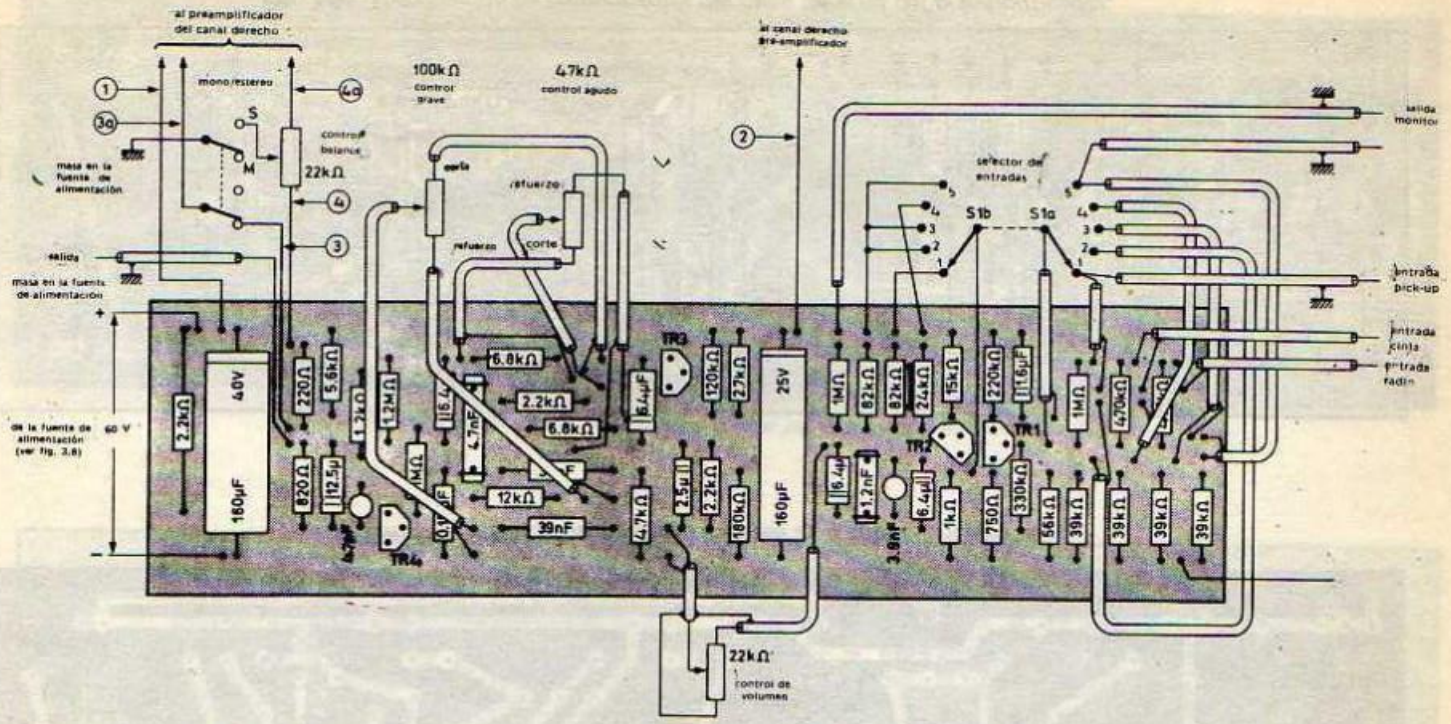


Fig. 2.42. Conexionado externo del preamplificador del canal izquierdo. (conexiones numeradas ver fig. 2.34).

LISTA DE MATERIALES

Semiconductores

T_1 BC149-C

T_2 BC149-B

T_3 BC148-B

T_4 BC147-B

Resistores

	VALOR	
R_1	1	MΩ
R_2	39	KΩ
R_3	470	KΩ
R_4	39	KΩ
R_5	470	KΩ
R_6	39	KΩ
R_7	39	KΩ
R_8	56	KΩ
R_9	750	Ω
R_{10}	330	KΩ
R_{11}	220	KΩ
R_{12}	15	KΩ
R_{13}	1	KΩ
R_{14}	1	MΩ
R_{15}	82	KΩ
R_{16}	82	KΩ
R_{17}	24	KΩ
R_{18}	20	KΩ, control de volumen, log.
	2 x 20	KΩ para estereofonía
R_{19}	2.2	KΩ
R_{20}	180	KΩ
R_{21}	120	KΩ
R_{22}	4.7	KΩ (para monoaural solamente)
	2.7	KΩ (para estereofonía)
R_{23}	4.7	KΩ
R_{24}	6.8	KΩ
R_{25}	100	KΩ, control de graves, lineal
	2 x 100	KΩ (para estereofonía)
R_{26}	6.8	KΩ
R_{27}	12	KΩ
R_{28}	2.2	KΩ
R_{29}	50	KΩ, control de agudos, lineal
	2 x 50	KΩ (para estereofonía)
R_{30}	1	MΩ
R_{31}	1.2	MΩ
R_{32}	1.2	KΩ
R_{33}	5.6	KΩ
R_{34}	820	Ω
R_{35}	220	Ω
R_{36}	20	KΩ, control de balance, lineal.

Capacitores

	VALOR	
C_1	1.6	μF, cap. electrolítico/25 V
C_2	6.4	μF, cap. electrolítico/25 V
C_3	6.4	μF, cap. electrolítico/25 V
C_4	160	μF, cap. electrolítico/25 V
C_5	.0012	μF, /500 V
C_6	.0039	μF, /125 V
C_7	2.5	μF, Cap. electrolítico/16 V
C_8	6.4	μF, cap. electrolítico/25 V
C_9	.039	μF, /250 V
C_{10}	.039	μF, /250 V
C_{11}	.0047	μF, /500 V
C_{12}	6.4	μF, cap. electrolítico/25 V
C_{13}	47	pF, /500 V
C_{14}	0.15	μF, /250 V
C_{15}	12.5	μF, cap. electrolítico/25 V
C_{16}	6.4	μF, cap. electrolítico/25 V

II FILTRO ACTIVO (VER FIG. 2.30)

Semiconductor

T_5 BC147

Resistores

	VALOR	
R_{37}	2.2	KΩ (para estereofonía)
	4.7	KΩ (para monoaural)
R_{38}	1.2	KΩ

Capacitores

	VALOR	
C_{17}	160	μF, cap. electrolítico/40 V
C_{18}	32	μF, cap. electrolítico/40 V

2.3.6 Preamplificador universal con filtros de "rumble" y "scratch"

La figura 2.43 muestra el circuito de un preamplificador universal similar al descripto en el párrafo anterior, al cual se le han agregado filtros de "rumble" y "scratch". Para ello, se modifica el seguidor emisivo que excita al circuito de control de tono, incluyéndose en él las mallas RC que permiten atenuar convenientemente las frecuencias indeseables de señal.

De esta manera, con los controles de tono en plano, se obtienen pendientes de 12 dB/octava en frecuencias bajas, y de 11 dB/octava en frecuencias altas. El filtro de "rumble" no introduce pérdidas de inserción a frecuencias medias, mientras que el de "scratch" disminuye la ganancia del preamplificador en 1,2 dB.

En este caso, la tensión nominal de alimentación es de 17,5 V, y en el circuito propuesto se obtiene a partir de una fuente de 30 V, a través de la malla de filtro R39 — C39. Debido a que la familia de transistores NPN BC147 a 149 tiene su versión complementaria PNP BC157 a 159, el circuito se presenta en dos versiones (para fuentes con positivo o con negativo a masa) que puedan montarse en una misma plaqueta impresa (figs. 2.46 a 2.48.

Las características generales del preamplificador son las siguientes:

Entrada pick up dinámico	5 mV./47 K ohm	Tomado para una salida de 440 mV./10 K ohm y distorsión armónica total menor que 0,2 %.
Entrada pick up cristal	180 mV./1 M ohm	
Entrada radio	100 mV./500 K ohm	
Entrada grabador	250 mV./500 K ohm	
Entrada micrófono	4 mV./22 K ohm	

Ancho de banda < 20 c/s. > 50 K c/s.

Refuerzos .....
- 100 c/s: 14,5 dB.
- 10 K c/s: 15 dB.

Alimentación: 30 V.c.c. (positivo o negativo a masa).

Fig. 2-43

Mediciones efectuadas

Estas mediciones son promedio de ambas versiones.

a) **Polarizaciones:** Las tensiones continuas medidas respecto de masa se indican en los diagramas correspondientes (figura 2.43).

b) **Con senal:** Estas mediciones fueron tomadas sobre salida monoaural, para una frecuencia de 1.000 c/s. y 440 mV. de salida sobre una carga de 10 K ohm. Las condiciones de medición son las siguientes: filtro de scratch OFF, filtro de rumble OFF, volumen a máximo y controles en posición planos.

Entrada	Sensibilidad	Impedancia de entrada
Pick-up magnético	5 mV.	47 K Ω
Pick-up cristal	180 mV.	1 M Ω
Radio	100 mV.	500 K Ω
Grabador	250 mV.	500 K Ω
Micrófono dinámico	4 mV.	22 K Ω

Distorsión armónica total: Medida a 1.000 c/s., para salida nominal de 440 mV/10 Kohm, resultó mejor que 0,2 por ciento.

Relación señal ruido: Referida a salida nominal de 440 mV/10 K y medida para entrada abierta y controles en plano resultó del orden de los 60 dB.

Relación de sobrecarga: Medida a 1.000 c/s., manteniendo una salida de 440 mV. sobre 10KΩ y para distorsión armónica total del 1 % resulta:

R = 16 dB respecto de sensibilidad nominal.

Acción de controles: Se muestra en la figura 2.44. Se han tomado tres juegos de mediciones: para ambos filtros desconectados, para filtro de rumble conectado y para ambos filtros conectados. En este úl-

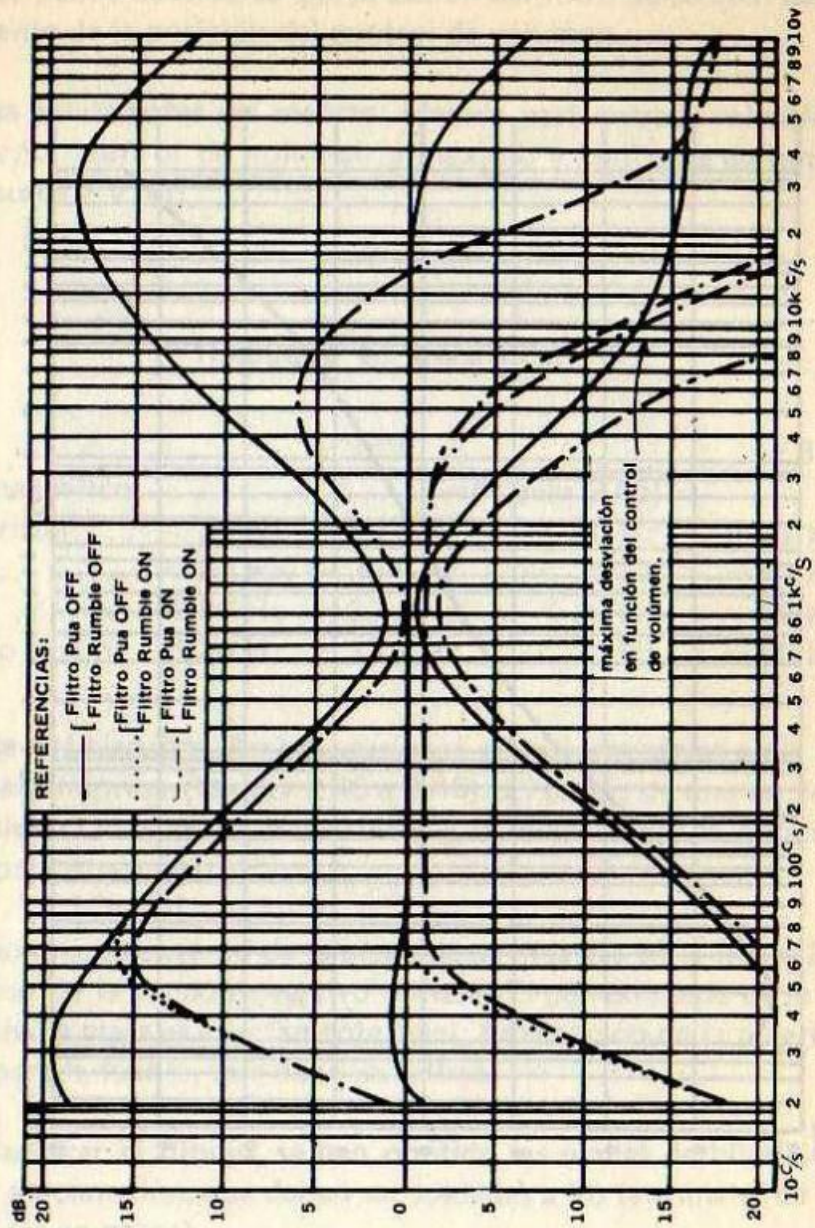


Fig. 2.44. Curvas de controles de tono.

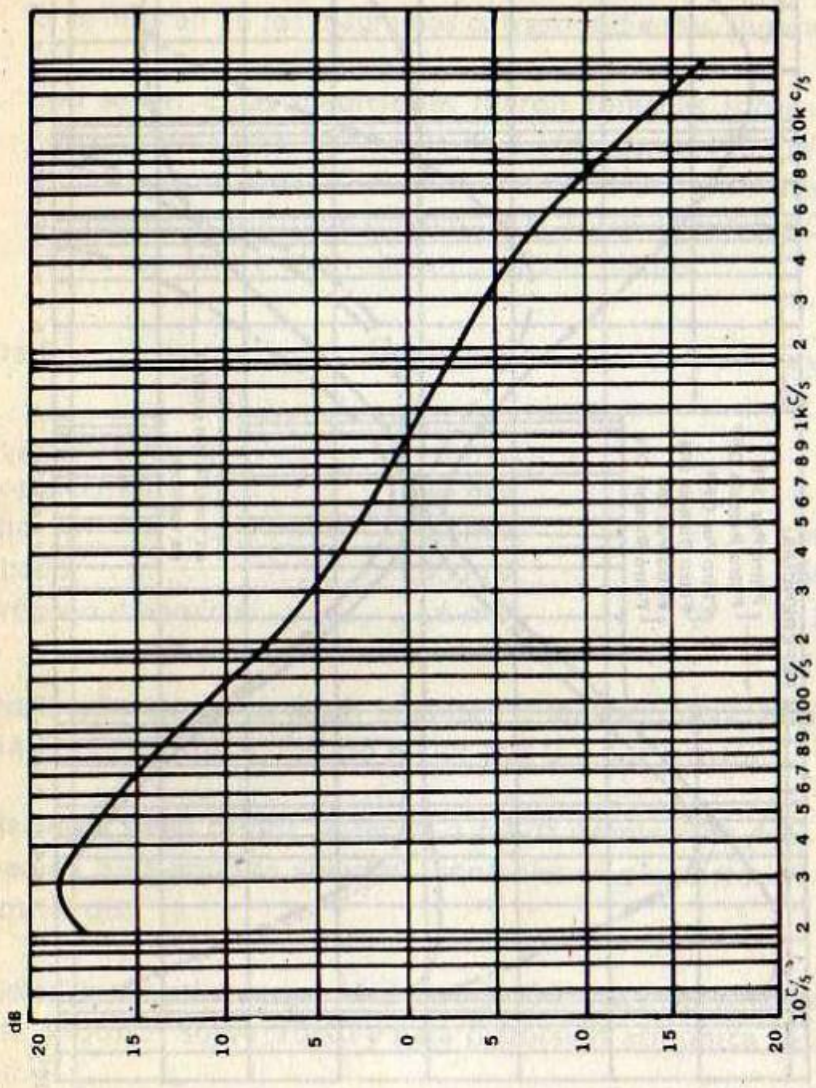


Fig. 2.45. Curva compensación P.U. magnético.

timo caso, puede observarse que la acción del filtro de scratch depende levemente de la posición del control de volumen.

Máxima salida antes del recorte: Medida para entrada micrófono, a 1.000 c/s., control de volumen a máximo y controles de tono en plano, resultó 2 V. eff.

Respuesta en frecuencia

	−1dB		−3 dB	
Pick-up magnético	(ver figura 2.45)			
Pick-up cristal . . .	< 20 Hz	− 30 KHz	< 20 Hz	− 52 KHz.
Radio	< 20 Hz.	− 30 KHz	< 20 Hz	− 52 KHz.
Grabador	< 20 Hz	− 33 KHz	< 20 Hz	− 60 KHz.
Micrófono dinám..	< 20 Hz	− 33 KHz	< 20 Hz	− 60 KHz.

Montaje del circuito: Ambas versiones pueden montarse en la misma plaqueta impresa (figuras 2.46 a 2.48). El pasaje de una versión a otra implica el cambio de transistores y la inversión de la polaridad de los capacitores electrolíticos.

El conexionado externo de la plaqueta se muestra en la figura 2.49 para el caso de la versión negativo a masa. El conexionado de la versión positivo a masa es exactamente igual, a excepción de la polaridad indicada para la fuente, que debe invertirse.

Para clarificar el dibujo, se han omitido las mallas de blindaje de los cables de conexión, que deben ser soldadas a los terminales de masa (indicados en negro).

Originalmente, esta plaqueta impresa fue diseñada para filtro de rumble fijo. Por lo tanto, C21 - C22 no están incluidos en ella, y deben ser conectados externamente. Las salidas para estos capacitores y la llave S3 deben tomarse directamente de los extremos de C7 - C8.

Fig. 2.46. Plaqueta impresa lado cobre.

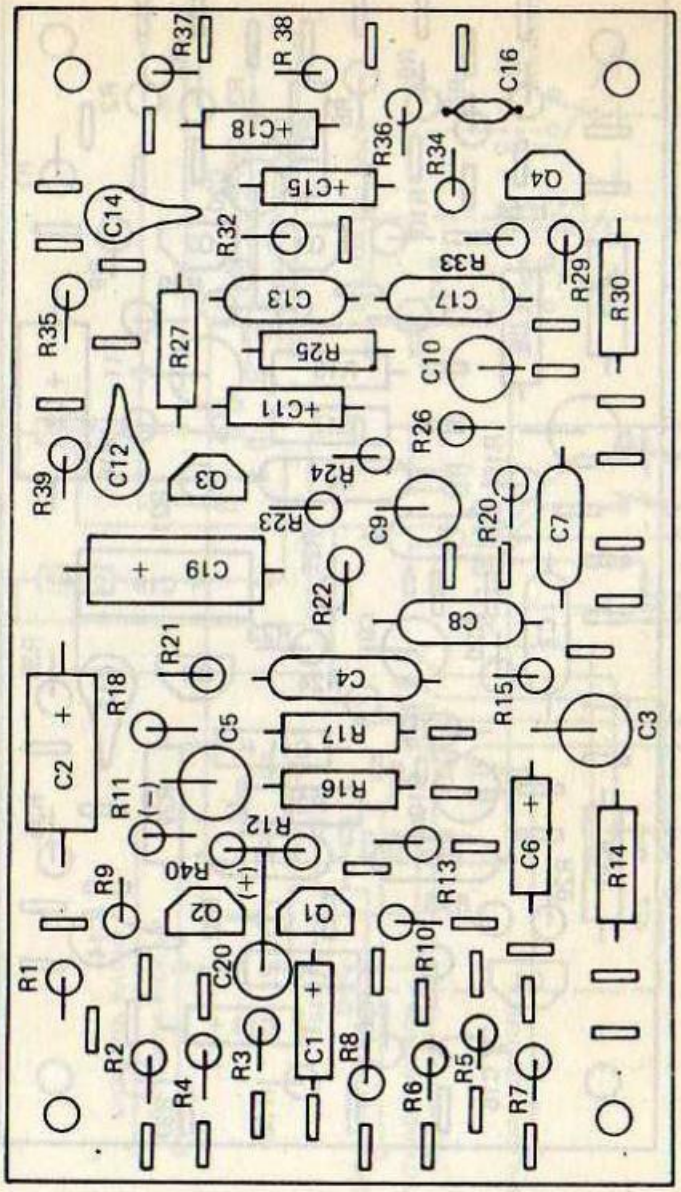


Fig. 2.47. Plaqueta impresa. Lado componentes (versión negativo a masa).

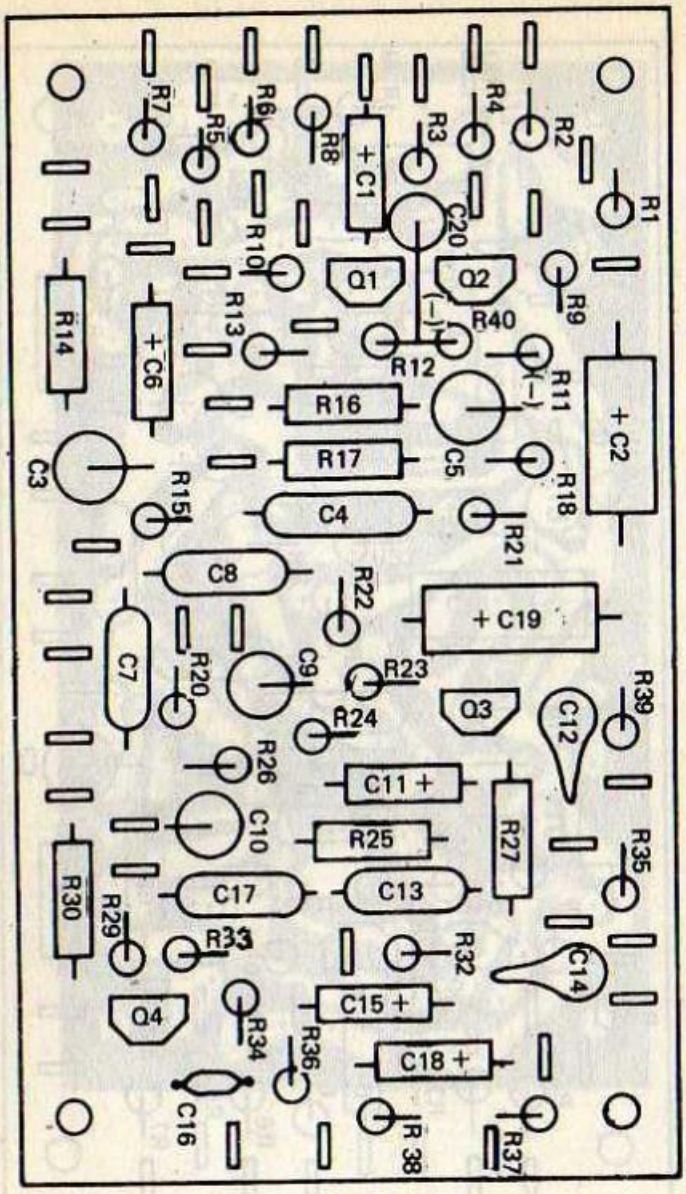


Fig. 2.48. Plaquetas impresa, lado componentes (versión positivo a masa).

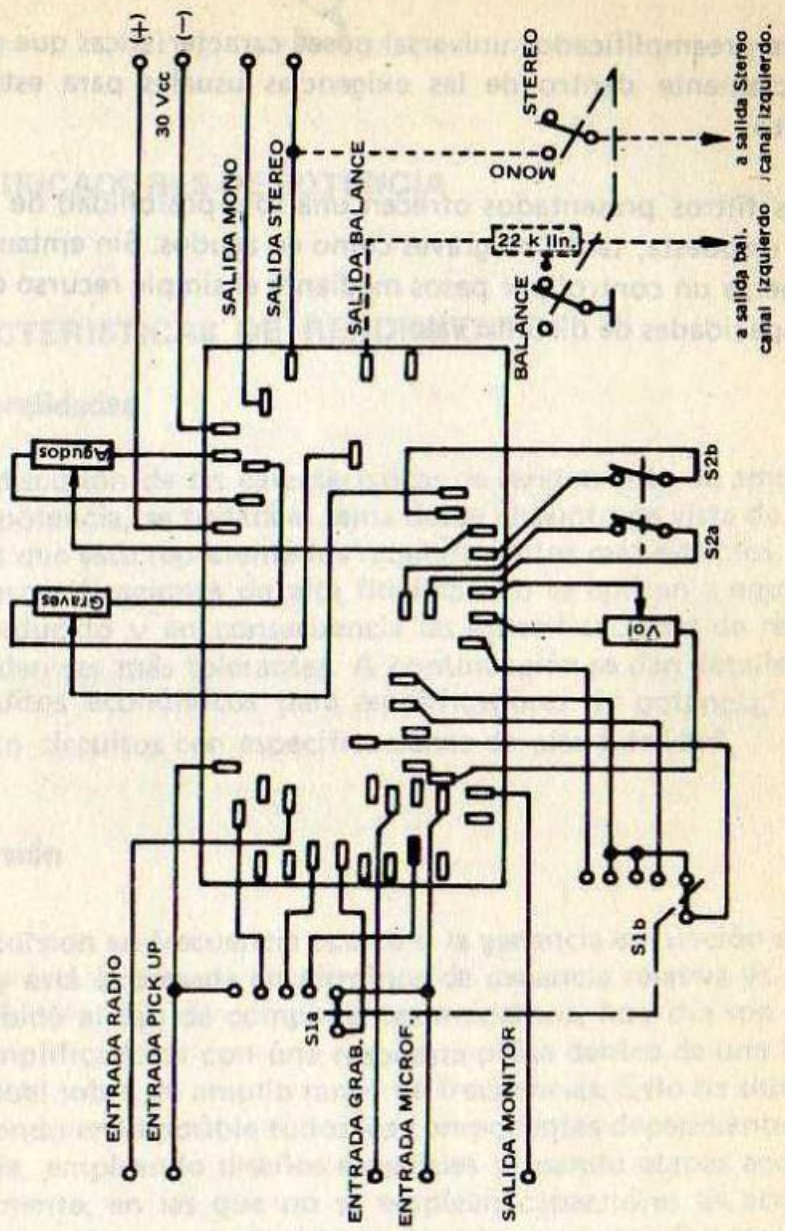


Fig. 2.49. Versión negativa a masa. Conexionado plaqueta.

Consideraciones finales

Este preamplificador universal posee características que encuadran perfectamente dentro de las exigencias usuales para este tipo de circuito.

. Los filtros presentados ofrecen una sola posibilidad de reducción de la respuesta, tanto en graves como en agudos. Sin embargo, puede obtenerse un control por pasos mediante el simple recurso de conmutar capacidades de distinto valor.

3

AMPLIFICADORES DE POTENCIA

3.1 CARACTERISTICAS DE RENDIMIENTO

3.1.1. Generalidades

En la discusión de las características de rendimiento de amplificadores de potencia, se tratará el tema desde el punto de vista de alta fidelidad, ya que esto representa los requerimientos más estrictos. Por lógica, las especificaciones de alta fidelidad no se aplican a equipos de precio reducido y en consecuencia las especificaciones de rendimiento pueden ser más tolerantes. A continuación se dan detalles de cuatro circuitos económicos para amplificadores de potencia, además de cinco circuitos con especificaciones de alta fidelidad.

3.1.2 Distorsión

La distorsión en frecuencia ocurre si la ganancia es función de la frecuencia y está expresada en términos de ganancia relativa vs. frecuencia. Debido al uso de componentes modernos, hoy día son normales los amplificadores con una respuesta plana dentro de una fracción de decibel sobre un amplio rango de frecuencias. Esto ha sido logrado omitiendo en lo posible todos los componentes dependientes de la frecuencia, empleando diseños especiales y usando etapas acopladas directamente, en las que no se emplean capacitores de acoplamiento. Los capacitores electrolíticos para los circuitos de entrada y de salida de los amplificadores de potencia deben ser de alta calidad.

Otra razón para evitar el uso de capacitores, es que éstos pueden causar distorsión de fase. Si las diferentes componentes de frecuen-

cia sufren desplazamientos selectivos de tase, no se podrá mantener la forma de onda original. Para asegurar que todas las componentes de frecuencia de una forma de onda compleja sean trasmitidas de igual manera a través del amplificador, los ángulos de fase entre las tensiones de salida y de entrada deberán ser independientes de la frecuencia. En otras palabras, el desfasaje para cada frecuencia deberá ser cero. La distorsión de fase es detectable por el oído únicamente cuando existe una diferencia de varias decenas de ciclos, o cuando la longitud de onda es comparable con la distancia entre los dos oídos (del orden de los 1750 Hz). Para frecuencias debajo de este valor, la distorsión de fase permanece indetectable, salvo que la diferencia de fase sea mayor o se use un sistema estereofónico.

Debido a la cada vez mayor popularidad del sistema estereofónico, es esencial minimizar la distorsión de fase en la cadena reproductora, caso contrario habrá una pérdida de la facultad de ubicación del sonido. Por lo tanto, debe restringirse el empleo de capacitores, y donde deban usarse, tendrán que ser de alta calidad.

La distorsión no lineal es la forma más objetable de distorsión. Esta puede ser de dos clases: distorsión por armónicas y distorsión por intermodulación. Mientras una distorsión total por armónica del 1 % puede considerarse aceptable, la distorsión producida por intermodulación es intolerable y una pequeña proporción de ésta presente a la salida tornará el sonido desagradable.

En amplificadores transistorizados de alta potencia de salida, la causa principal de la distorsión no lineal se encuentra en la etapa de salida de potencia. Las armónicas impares de mayor orden son causadas por la leve discontinuidad en las características de trasferencia en el punto de cruce, que se produce debido a la asimetría inherente de una etapa de salida cuasi-complementaria. Para evitar la distorsión por cruce es esencial una selección cuidadosa de componentes. El circuito 3.6.4 es un ejemplo típico del diseño de un amplificador de audio de alta potencia, en el que la distorsión armónica total no excede el 0,1 %.

Siempre que la no-linealidad y distorsión de fase sean bajas, la distorsión de los transistorios es despreciable en los amplificadores

modernos carentes de transformadores, siendo generalmente el parlante la fuente principal de dicha distorsión.

Hasta hace poco, el parlante era el eslabón débil de la cadena de alta fidelidad, pero desarrollos recientes resultaron en un nuevo rango de parlantes de alta fidelidad, que pueden obtenerse en el mercado. Las características de estos parlantes son excelentes, siendo la distorsión de transistorios menor del 1 % si se utiliza el tweeter de 1" (2,54 mm). montado correctamente.

3.1.3 El rango dinámico

El rango dinámico es la relación entre la máxima y mínima intensidad de sonido expresada en decibeles. En todo sistema de reproducción de sonido esta expresión también se usa para indicar la relación entre la máxima y la mínima señal que pueden manejarse por medio del sistema total o parcial.

Fig. 3.1. Efecto del nivel de ruido en el rango dinámico.

Como nivel máximo de la señal se toma la salida para plena potencia, mientras que el nivel mínimo de la señal está determinado por el nivel de ruido. El ruido generalmente se origina en la etapa preamplificadora de entrada. Puede observarse claramente en la fig. 3.1, la importancia del uso de componentes de bajo ruido en el preamplificador de entrada. El rango dinámico es aproximadamente igual a la relación señal/ruido.

En la sala de conciertos puede esperarse un rango dinámico de unos 70 dB para una orquesta grande, pero tratándose de música grabada el rango dinámico es menor.

Las grabaciones de alta calidad, ejecutadas con dispositivos profesionales, tienen un rango dinámico que no excede de unos 60 dB y los grabadores standard de uso familiar proveen considerablemente menor cantidad. Lo mismo vale para grabaciones de discos, en los que puede llegarse a un rango dinámico de 55 a 60 dB. Las trasmisiones radiales por modulación de amplitud, como las por modulación de frecuencia, tienen aplicados sistemas limitadores de amplitud y de compresión de volumen, de modo que es improbable que el oyente experimente un rango dinámico mayor de 60 dB.

3.1.4 Factor de amortiguación

El factor de amortiguación es la relación entre la resistencia interna de salida del amplificador y la impedancia de la carga. En amplificadores modernos carentes de trasformadores, en los que se aplica una realimentación generosa, la resistencia interna del amplificador es solamente una fracción de Ohm y se logra fácilmente un alto factor de amortiguación.

Esto asegura, por ejemplo, que para un parlante único de rango extendido de una potencia de 40 Watt, montado sobre un baffle abierto, se obtiene una amortiguación adecuada. En un caso así puede aplicarse un factor de amortiguación de 100, mientras que para una caja acústica cerrada moderna el factor de amortiguación puede ser del orden de 3.

3.1.5 El ancho de banda de potencia

El ancho de banda de potencia es la respuesta de frecuencia para un nivel determinado de potencia de salida y distorsión. En la mayoría de los casos, la respuesta se mide al límite del recorte para una distorsión del 1 %.

La práctica de publicar únicamente las curvas de la respuesta amplitud/frecuencia para ilustrar el rendimiento de un amplificador

de audio era considerada información suficiente tiempo atrás. En los amplificadores de estado sólido y de alta fidelidad modernos, interesa más la dependencia de la potencia de la frecuencia y se ha hecho práctica común publicar la característica potencia/frecuencia, que muestra el rendimiento en potencia de un amplificador de alta fidelidad sobre su ancho de banda total; esta característica se emplea como complemento de la de amplitud/frecuencia.

3.1.6 Especificación de la potencia de salida

Hay una cantidad de maneras diferentes para definir la potencia de salida de un amplificador. Las más usuales son:

1) **Potencia de onda senoidal:** es la potencia de salida lograda cuando el amplificador es excitado por una onda senoidal.

2) **Potencia musical:** es la potencia de onda senoidal equivalente obtenida durante pasajes musicales. Puede ser tanto como un tercio más que la especificación para onda senoidal pero depende de la regulación de la fuente de alimentación. Se mide a una tensión de alimentación igual a la correspondiente a la condición de reposo del amplificador. Cuando se usa una fuente estabilizada, las tensiones del amplificador no cambian y la potencia musical es la misma que la especificada para onda senoidal.

Existen además, otros métodos de definición de la potencia de salida, como "potencia de pico" y "potencia de palabra y música" pero generalmente se prefieren los dos métodos detallados precedentemente. Las especificaciones pueden citarse:

a) a una distorsión determinada.

b) al límite de recorte, donde el punto de trabajo del transistor alcanza el codo de su característica, resultando en un repentino incremento de la distorsión de la forma de onda de salida.

Salvo indicación contraria, las especificaciones de todos los amplificadores tratados en este libro, están dadas en términos de la potencia de onda senoidal R.M.S. contínua que el amplificador deberá

entregar por lo menos durante 10 minutos sobre una carga especificada, con una distorsión total del 1 %.

3.2 CIRCUITOS TIPICOS DE ETAPAS DE SALIDA

3.2.1 Consideraciones generales

Una etapa de salida push-pull convencional, con transistores de salida de la misma polaridad, requiere que las dos señales de entrada estén en contrafase. Esto puede obtenerse de un transformador excitador (driver), pero existen varias desventajas al usar un trasformador para la inversión de fase, principalmente su efecto sobre la respuesta de frecuencia y por lo tanto el ancho de banda de potencia.

El extremo superior del sistema de audio es afectado por la inductancia y capacidad parásita del trasformador, y el extremo inferior por la inductancia primaria. Adicionalmente, el comportamiento no lineal del material del núcleo, introduce distorsión. Además hay pérdidas en el cobre y una disipación parcial de la potencia alterna excitadora en las espiras. Estas consideraciones son aplicables no solamente al trasformador excitador sino también al de salida. La distorsión, la eficiencia y el ancho de banda dependen en gran medida de la calidad de los dos trasformadores. Es más, los trasformadores para uso en audioamplificadores de alta calidad son componentes caros y voluminosos y ni siquiera éstos eliminan por completo las pérdidas y la distorsión.

Otro inconveniente es, que siendo elementos que introducen desfasaje, los trasformadores limitan el monto de la realimentación negativa aplicable, ya que siempre existe la posibilidad de que la realimentación se torne positiva provocando inestabilidad.

La solución más económica para la eliminación de trasformadores es el empleo de transistores p-n-p y n-p-n en simetría complementaria. La pequeña reducción de sensibilidad debida a la ausencia del transformador excitador es compensada fácilmente por la alta ganancia de los últimos tipos de transistores. Excepcionalmente puede ser necesaria una etapa de amplificación adicional. Un amplio rango de transistores complementarios está dado más adelante en las tablas 3.1, 3.2 y 3.3.

3.2.2. Principios de etapas de salida complementarias

La fig. 3.2 muestra el circuito básico de una etapa de salida complementaria. Para mayor simplicidad han sido omitidos los componentes requeridos para ajuste de corriente continua. Se supone que los transistores operarán en clase B.

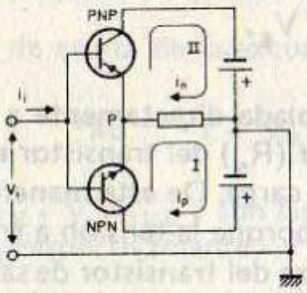


Fig. 3.2. Circuito básico de una etapa de salida "push-pull" complementaria.

En los semiciclos positivos de la tensión de entrada, el transistor n-p-n conduce y el p-n-p está abierto de manera que la corriente i_p fluye por la resistencia de carga en la dirección de la flecha I. Durante los semiciclos negativos de la señal de entrada, el transistor p-n-p conduce y la corriente i_n fluye por la carga en dirección de la flecha II. El transistor n-p-n está entonces abierto. El efecto combinado de estas corrientes produce una tensión de salida a través de la resistencia de carga.

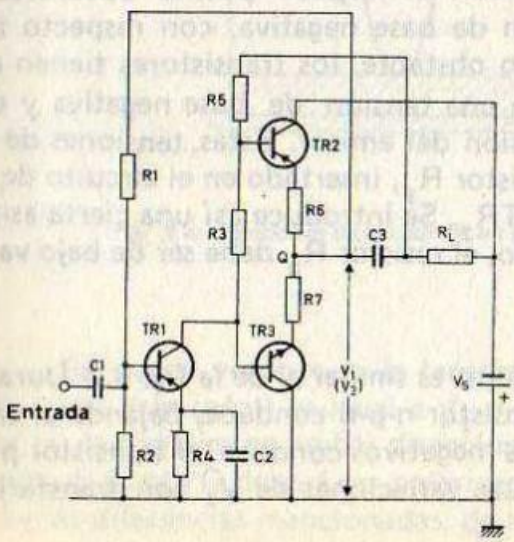


Fig. 3.3. Circuito práctico de una etapa de simetría complementaria.

Para operación con una sola fuente de alimentación (Fig. 3.3) un extremo de la carga está conectado a la línea negativa, mientras que el otro extremo está conectado a través del capacitor C_3 a los emisores comunes. La tensión continua V_1 en el punto Q es aproximadamente igual a la mitad de la tensión de alimentación. La potencia máxima de salida del circuito depende de las especificaciones máximas de los transistores, como la corriente de pico de colector, la disipación de colector y la tensión de codo; de la impedancia de carga R_L y de la tensión de alimentación V_s.

La etapa excitadora está acoplada directamente a los transistores de salida; el resistor de colector (R_5) del transistor excitador está conectado al extremo "vivo" de la carga. De esta manera se reduce la corriente a través del resistor R_5, porque la tensión a través de dicho resistor es entonces la tensión de base del transistor de salida. Las condiciones de corriente contínua de las etapas excitadora y de salida son estabilizadas contra variaciones de temperatura por medio de la aplicación de una realimentación de C.C. desde los emisores de los transistores de salida a la base del transistor excitador (a través de R_1), e incorporando resistores de emisor.

Para llevar al mínimo la distorsión por cruce, los transistores de salida deben ser polarizados para una corriente de reposo de unos pocos miliamperes. Si los dos transistores de salida tuvieran la misma polaridad, esta corriente de reposo podría obtenerse aplicando una pequeña tensión de base negativa, con respecto a la tensión del emisor. Ya que, no obstante, los transistores tienen una polaridad opuesta, se requiere una tensión de base negativa y otra positiva con respecto a la tensión del emisor. Estas tensiones de base se obtienen mediante el resistor R_3, insertado en el circuito de colector del transistor excitador TR_1. Se introduce así una cierta asimetría y para llevar ésta al mínimo, el resistor R_3 debe ser de bajo valor.

La operación de este circuito es similar al de la fig. 3.2. Durante los semiciclos positivos, el transistor n-p-n conduce, bajando el valor de V_1, y durante los semiciclos negativos conduce el transistor p-n-p aumentando él valor de V_1. Las variaciones de V_1 son transferidas a la carga por C_3.

Según se ilustra en la fig. 3.4, la excursión alterna de los emisores de los transistores de salida está limitada por varios factores:

1. El valor de cresta de la excursión negativa al límite de recorte, que dejando de lado la caída de tensión a través de C_3 es:

$$-V_{RL} = V_S - V_1 - V_{R6} - V_{CEK2}$$

2. El valor de cresta de la excursión positiva al límite de recorte, que es:

$$V_{RL} = V_1 - V_{R7} - V_{BE3} - V_{CEK1} - V_{R4},$$

donde V_{CEK1} y V_{CEK2} son las tensiones de codo de los transistores TR_1 y TR_2 respectivamente.

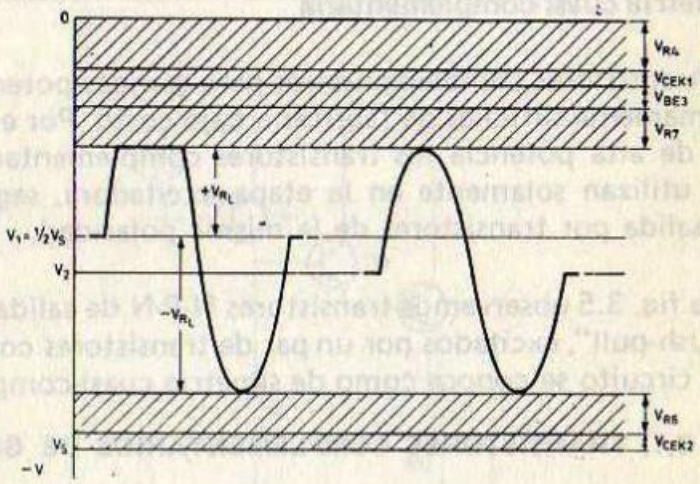


Fig. 3.4. Tensiones de emisor de un par de transistores complementarios.

Se puede ver que, si la tensión en el emisor de los transistores de salida (sin señal) es igual a $V_1 = 1/2\ V_S$, las excursiones máximas ya no son iguales en ambas direcciones. Para asegurar una salida simétrica, el punto Q deberá ser polarizado a un potencial V_2, que neutralice las diferencias mencionadas, de modo que V_2 será:

$$V_2 = \frac{1}{2}[\, V_S - V_{CEK2} + V_{BE3} + V_{CEK1} + V_{R4}]$$

De la fig. 3.4 vemos también que no se producirá recorte al excederse la tensión del codo del transistor TR_3, ya que:

$$V_{CE3} < V_{R4} + V_{CEK1} + V_{BE3}$$

En la práctica, el resistor R_3 es un potenciómetro de preajuste con el cursor conectado a uno de los extremos, siendo el ajuste de la corriente de reposo una operación muy simple.

Puede conectarse un termistor en paralelo con el resistor R_3 para compensar la dependencia de la corriente de reposo respecto de la temperatura.

3.2.3 Simetría cuasi-complementaria

Los transistores complementarios para grandes potencias de salida son sumamente difíciles de fabricar a bajo costo. Por eso en amplificadores de alta potencia los transistores complementarios generalmente se utilizan solamente en la etapa excitadora, seguidos en la etapa de salida por transistores de la misma polaridad.

En la fig. 3.5 observamos transistores N-P-N de salida en configuración "push-pull", excitados por un par de transistores complementarios. Este circuito se conoce como de simetría cuasi-complementaria.

TABLA 3.1. TRANSISTORES COMPLEMENTARIOS DE GERMANIO

Tipo		encapsulado	especificaciones					características a $T_j = 25$ °C							
n-p-n	p-n-p		V_{CBO} (V)	I_{CEO} (V)	I_{CM} (A)	$T_{j\,max}$ (°C)	$R_{th\,j-c}$ (°C/W)	h_{FE}	I_C (A)	$V_{CEK\,max}$ a (V)	I_C (A)	$I_{CBO\,max}$ a (μA)	V_{CB} (V)	f_T (MHz)
AC127		TO-1	32	12	0.5	90	110	40-175	0.3	1.0	0.5	10	0.5	2.5
	AC128			16	2.0		40	60-175		0.6	1.0		10	1.5
AC187		TO-1	25	15	2.0	90	40	100-500	0.3	0.8	1.0	100	25	5.0
	AC188									0.6		200		1.5
AD161		TO-66	32	20	3.0	90	4.5	80-320	0.5	0.6	1.0	500	32	3.0
	AD162						$R_{th\,j-h}$			0.4		200	32	1.5

TABLA 3.2. TRANSISTORES EXCITADORES DE SILICIO

Tipo	encapsulado	especificación					características a $T_j = 25$ °C		
n-p-n/p-n-p		V_{CBO} (V)	V_{CEO} (V)	I_{CM} (A)	$T_{j\,max}$ (°C)	$R_{th\,j\text{-}amb}$ (°C/W)	h_{FE} a I_C = 0·15 A	$I_{CBO\,max}$ (nA)	f_T tip. (MHz)
BD135/136	TO-126	45	45	1·5	125	10	40-250	100	250/75
BD137/138	TO-126	60	60	1·5	125	10	40-160	100	250/75
BD139/140	TO-126	—	80	1·5	125	10	40-160	100	250/75

TABLA 3.3. TRANSISTORES DE POTENCIA DE SILICIO

Tipo	encapsulado	especificación						Características a $T_j = 25$°C si no hay otra indicación					
n-p-n		V_{CBO} (V)	V_{CEO} (V)	V_{CER} (V)	I_{CM} (A)	$T_{j\,max}$ (°C)	$R_{th\,j\text{-}amb}$ (°C/W)	h_{FE} a I_C (A)		$I_{CBO\,max}$ a V_{CB} (at T_j = 200°C) (mA)	(V)	$f_{\alpha fe}$ (kHz)	f_T (MHz)
BD115	TO-39	245	180	245	0.2	200	12.5	> 22	0.05	0.55 tip.	200	—	145
BD181	TO-3	55	45	55	10	200	1.5	20-70	3	2	45	15 min. 20 tip.	—
BD182	TO-3	70	60	70	15	200	1.5	20-70	4	5	60	15 min. 20 tip.	—
BD183	TO-3	85	80	85	15	200	1.5	20-70	3	5	80	15 min. 20 tip.	—

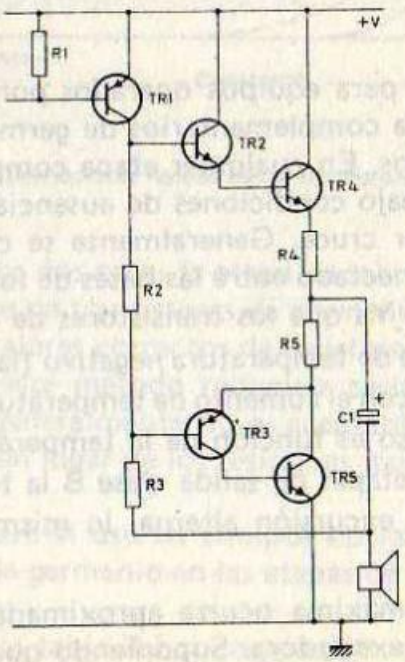


Fig. 3.5. Etapa de salida "push-pull" que emplea dos transistores NPN excitados por un par de transistores complementarios (simetría cuasi-complementaria).

3.3 TRANSISTORES PARA ETAPAS DE SALIDA

3.3.1 Transistores para equipos operados por baterías

En una etapa de simetría complementaria, la potencia de salida P_o queda determinada por el valor de pico de la corriente de colector y la tensión de pico de salida.

En la fig. 3.4 la tensión de salida es:

$$V_o = \frac{1}{2}[V_S - V_{CEK2} - V_{R6} - V_{R7} - V_{BE3} - V_{CEK1} - V_{R4}]$$

resultando que, cuanto más pequeño sea V_{BE3}, más grande será la tensión de salida y en consecuencia, también la potencia de salida.

Comparando un transistor de silicio (V_{BE} = 650 mV a 5 mA) con otrode germanio (un AC188 tiene V_{BE} = 115 a 145 mV a 5 mA) resulta claro que es preferible el valor más bajo de la tensión base-emisor de los transistores de germanio dado que resulta en una eficiencia más alta.

Debido a eso, para equipos operados por baterías se prefieren transistores de salida complementarios de germanio. Pero existe otra razón para preferirlos. En cualquier etapa complementaria fluye una pequeña corriente bajo condiciones de ausencia de señal, para prevenir la distorsión por cruce. Generalmente se coloca a tal efecto un pequeño resistor conectado entre las bases de los transistores complementarios de salida. Ya que los transistores de germanio y de silicio tienen un coeficiente de temperatura negativo (la tensión de base/emisor V_{BE} disminuye con el aumento de temperatura en unos 2 mV/° C) la corriente de reposo es función de la temperatura de la juntura de los transistores. En etapas de salida clase B la temperatura de la juntura depende de la excursión alterna, lo mismo que la disipación.

La disipación máxima ocurre aproximadamente a dos tercios de la onda senoidal excitadora. Suponiendo que se alcance la temperatura máxima de la juntura, el valor de V_{BE} disminuirá tratándose de transistores de germanio, en:

$$V_{BE} = (90°C - 25°C) \times 2\,mV/°C = 130\,mV$$

mientras que para transistores de silicio V_{BE} disminuirá en:

$$V_{BE} = (175°C - 25°C) \times 2\,mV/°C = 300\,mV$$

Con transistores de germanio la corriente de reposo puede aumentar, por ejemplo de 3 a 20 mA, en cambio con los de silicio puede llegarse a una corriente de reposo de 100 mA. o más. Esto se observa en la fig. 3.6.

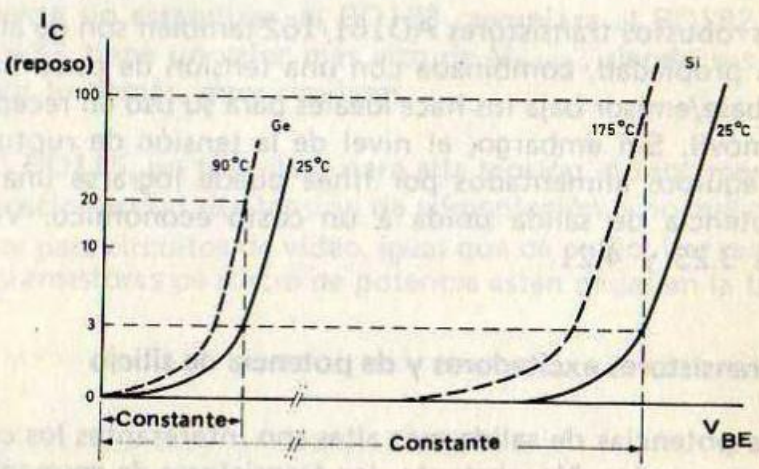


Fig. 3.6. Comparación de la corriente de reposo de los transistores de germanio y silicio.

Es obvio que en los dos casos la etapa de salida debe permanecer estabilizada. Tratándose de transistores de germanio, esto se logra mediante la selección de valores correctos de resistores, mientras que con transistores de silicio este método reduciría seriamente la potencia de salida. Como ésto generalmente no es aceptable, deben emplearse diodos estabilizadores en lugar de los resistores menos costosos.

Por esta razón, para el uso en equipos operados por baterías se prefieren transistores de germanio en las etapas de salida.

Con referencia a la tabla 3.1 y comparando los transistores AC 127/128 con los AC187/188, se observa que este último par proporciona una salida mayor (arriba de los 3 Watt). Si no es necesario este

nivel de potencia de salida, entonces obviamente pueden usarse los transistores complementarios AC127/128. No obstante existe una desventaja al proceder de esta manera. Cuando se usan transistores de salida complementarios, se emplea acoplamiento directo desde la etapa excitadora. Esto significa que el ajuste de la corriente de reposo del driver debe ser tal que éste pueda suministrar la corriente de base de la etapa de salida, aún cuando esté equipada con transistores de ganancia mínima. Cuanto más alta sea la ganancia mínima de los transistores de salida, más bajo será el ajuste de la corriente de reposo de la etapa excitadora, y la vida útil de la batería será mayor.

Los robustos transistores AD161/162 también son de alta ganancia. Esta propiedad, combinada con una tensión de codo baja y una tensión base/emisor baja los hace ideales para su uso en receptores para automóvil. Sin embargo, el nivel de la tensión de ruptura es tal, que en equipos alimentados por línea puede lograrse una considerable potencia de salida unida a un costo económico. Véanse los circuitos 3.23 y 4.21.

3.3.2. Transistores excitadores y de potencia de silicio

Para potencias de salida más altas son interesantes los conjuntos npn/pnp apareados. No obstante, los transistores de germanio tienen corrientes de fuga más altas que los de silicio y solamente puede usarse encapsulado metálico. Por eso, para altas potencias de salida son preferidos los transistores de silicio, pero a esos niveles es sumamente costoso conseguir transistores n-p-n juntamente con un p-n-p complementario bien apareado.

La configuración "cuasi-complementaria", no obstante, combina las ventajas de los transistores de potencia de la misma polaridad en la etapa de salida, con economía de diseño.

La potencia de salida para una impedancia de parlante dada, determina la tensión de la fuente. Los transistores excitadores indicados en la tabla 3.2 pueden tener tensiones de ruptura y corrientes sumamente altas y debido a eso, son adecuados para excitar los transistores de salida en un amplio rango de impedancias de parlantes y potencias de salida.

Es requisito indispensable que los transistores de alta potencia sean robustos. Esto se ha conseguido económicamente sacrificando ligeramente la frecuencia de transición. El compromiso resultante hace que los BD181, BD182 y BD183 sean transistores de salida ideales.

Con miras a lograr un buen ancho de banda de potencia debe tratarse de asegurar que la impedancia del lado de base de los transistores de salida sea baja. Ejemplos para esto pueden observarse en los amplificadores de 15, 20, 25 y 40 Watt que trataremos en este mismo capítulo. En el amplificador de 40 Watt y si se utiliza una fuente sin estabilizar, el BD183 reemplaza al BD182. El transistor BD183 tiene un valor más alto de V_{CEO}, siendo sus características por lo demás, muy similares.

El BD115, un transistor para alta tensión, no solamente interesa en aplicaciones con alta tensión de alimentación, sino que es muy conveniente para circuitos de video, igual que de audio. Las características de los transistores de silicio de potencia están dadas en la tabla 3.3.

3.4 MONTAJE PRACTICO DE LOS AMPLIFICADORES DE AUDIO

3.4.1 Principios Generales

Los circuitos descritos en esta obra son capaces de proporcionar una reproducción de alta calidad únicamente si están armados cuidadosamente. De importancia especial son las posiciones relativas de los componentes de entrada, salida y de la fuente de alimentación e igualmente la forma de hacer las conexiones a masa y blindajes. En el caso de una cápsula magnética, la sensibilidad de entrada es alta y la ganancia general entre la entrada del preamplificador y la salida del amplificador de potencia muy bien puede ser del orden de los 50.000. Por eso es esencial mantener la entrada blindada y separada de la salida; caso contrario puede presentarse inestabilidad. El campo magnético del transformador de poder puede causar zumbido, siendo importante ubicarlo lo más lejos posible de la entrada.

3.4.2 Conexiones a masa

En la fuente de alimentación y la etapa de salida, circulan corrientes de varios Amper. Los conductores que llevan estas corrientes no deben formar parte del circuito de entrada, de otra manera pueden presentarse zumbidos o inestabilidad debidos a la baja pero no obstante importante resistencia de los mismos. El paso de las corrientes por las etapas de salida y la fuente de alimentación están indicados en la fig. 3.7.

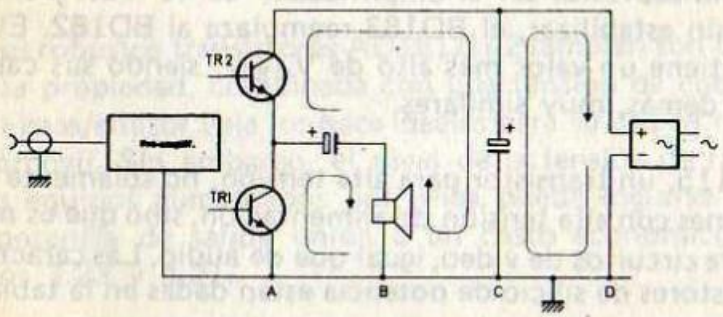


Fig. 3.7. Circulación de la corriente de las etapas de alimentación y salida.

Entre los puntos A y B hay una tensión debida a TR_1, entre B y C, una debida a TR_2, y entre C y D una tensión debida a la fuente. El circuito de entrada puede conectarse a masa en A, pero no en B, C ó D. En la práctica, A, B, C y D se combinarán en un punto común de puesta a masa.

La conexión a masa para amplificadores estereofónicos es considerablemente más compleja que para los monoaurales, ya que la fuente de alimentación es común y comunes las conexiones a masa para las entradas de la señal. La disposición recomendada para los amplificadores de 15, 25 y 40 W, descritos en esta obra, se muestran en la figura 3.8. Esta disposición se refiere directamente al amplificador de 40 watt, en el que los transistores de salida están montados por separado.

Nótese qué los zócalos de entrada están puestos a masa en la entrada del pick-up magnético, ya que este punto es el más sensible.

La barra ómnibus negativa del preamplificador debe conectarse a masa en la entrada del pick-up; y usando un conductor grueso debe unirse este punto con la fuente de alimentación. Los transistores de salida y parlantes, cuyos cables llevan varios Amper, deben conectarse directamente a una masa común en el terminal negativo de la fuente. Análogamente, las líneas positivas deben conectarse individualmente al terminal positivo de la fuente. La alimentación positiva del preamplificador del canal derecho puede obtenerse directamente desde el canal izquierdo (provisto de los componentes de filtrado) pero también aquí las conexiones deben mantenerse cortas. Debe usarse alambre grueso para estas conexiones.

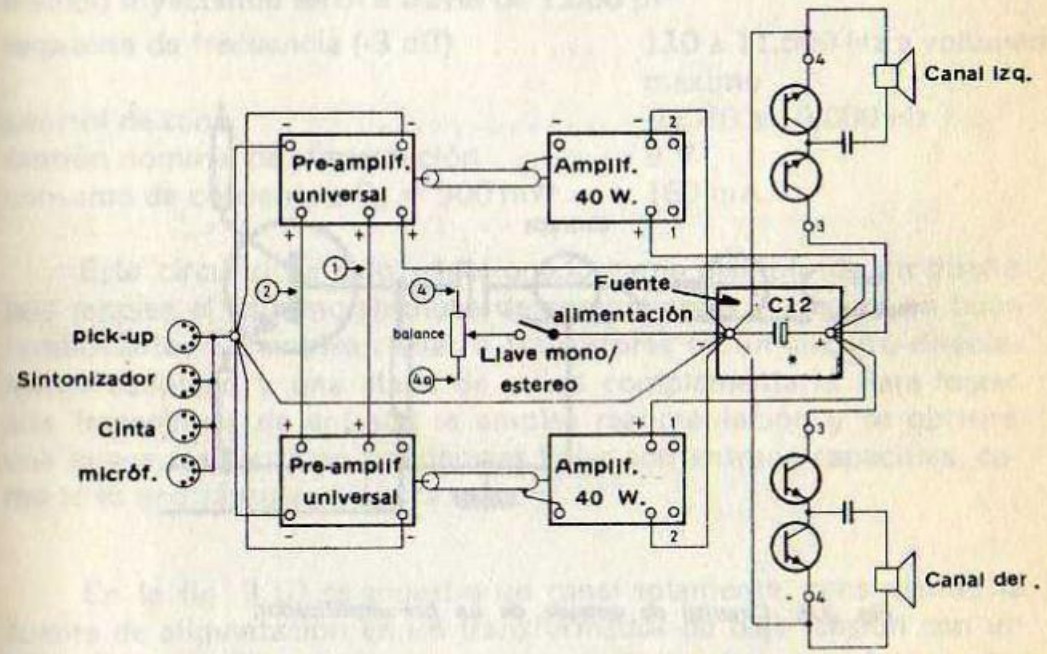


Fig. 3.8. Disposición del conexionado de un amplificador estéreo. Los números en círculo se refieren al circuito del preamplificador universal.

Ver fuente de alimentación regulada en la descripción del amplificador de 40 Watts.

Una excepción a estas recomendaciones, que se refiere al amplificador de 40 Watt es que, si se emplean alambres de 1 mm. de diámetro o más para las conexiones de los parlantes y los transistores de salida, éstos pueden conectarse directamente al circuito impreso de la etapa de salida, en vez de llevarlos a la fuente utilizando cable flexible retorcido (es decir, punto 3 a punto 1 y 4 a 2 en fig. 3.8).

3.4.3 Radiaciones parásitas.

El circuito de entrada de un preamplificador se observa en la fig. 3.9. Este debe ser tan corto como sea posible, para prevenir captación de zumbido y podrá ser necesario blindar el transformador de poder. El campo magnético asociado a las corrientes de la etapa de salida, ocasionalmente también puede causar dificultades. El remedio es mantener los circuitos de salida lo más cortos posible, p.e. llevando las conexiones del emisor y del colector muy juntas para minimizar la radiación. También puede ser necesario blindar la llave selectora de entradas.

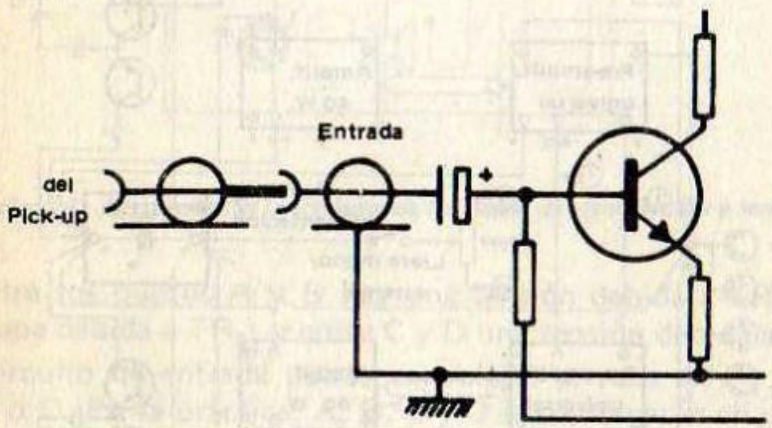


Fig. 3.9. Circuito de entrada de un pre-amplificador.

3.4.4. Fuentes de alimentación

Además de tomar precauciones contra radiaciones parásitas, es esencial que la fuente de alimentación y sus conductores tengan una baja resistencia. Si la resistencia interna de la fuente es alta, la regulación será pobre y la tensión podrá variar considerablemente con la señal: **Esto, a su vez, puede ocasionar inestabilidad.**

3.5 AMPLIFICADORES DE POTENCIA TRANSISTORIZADOS ECONOMICOS

3.5.1 Audioamplificador estereofónico de 1 Watt para cápsula cerámica

Especificación de características, cada canal:

potencia de salida nominal	900 mW sobre carga 8 Ohm
sensibilidad (1.000 Hz) para P_o = 900 mW medido inyectando señal a través de 1.000 pF	600 mV
respuesta de frecuencia (-3 dB)	110 a 11.500 Hz a volumen máximo
control de tono	-12 dB a 10.000 Hz
tensión nominal de alimentación	9 V
consumo de corriente a P_o = 900 mW ..	160 mA

Este circuito ha sido seleccionado como ejemplo de un diseño que emplea el mínimo absoluto de componentes y asegura un buen rendimiento. Se emplean cuatro transistores en un circuito directamente acoplado y una etapa de salida complementaria. Para lograr alta impedancia de entrada se emplea realimentación y se obtiene una buena respuesta en frecuencias bajas con entrada capacitiva, como lo es una cápsula cerámica.

En la fig. 3.10 se muestra un canal solamente, consistiendo la fuente de alimentación en un transformador de baja tensión con un sólo diodo rectificador y un capacitor electrolítico común para los dos canales. Los circuitos de polarización para los transistores de entrada de cada canal son desacoplados por medio de un circuito RC común. El transformador de poder tiene un bobinado secundario de 6,3 Volt, 1 Amper. La tensión de alimentación para los transistores no debe exceder los 9 Volt de c.c., ya que debido al bajo costo del circuito en la etapa de salida no se usan resistores compensadores de temperatura. Una tensión de alimentación mayor y/o una impedancia más baja del parlante, necesitarán el uso de un resistor de coeficiente de temperatura negativo (NTC) conectado entre las bases de los transistores de salida, y también el uso de resistores de emisor.

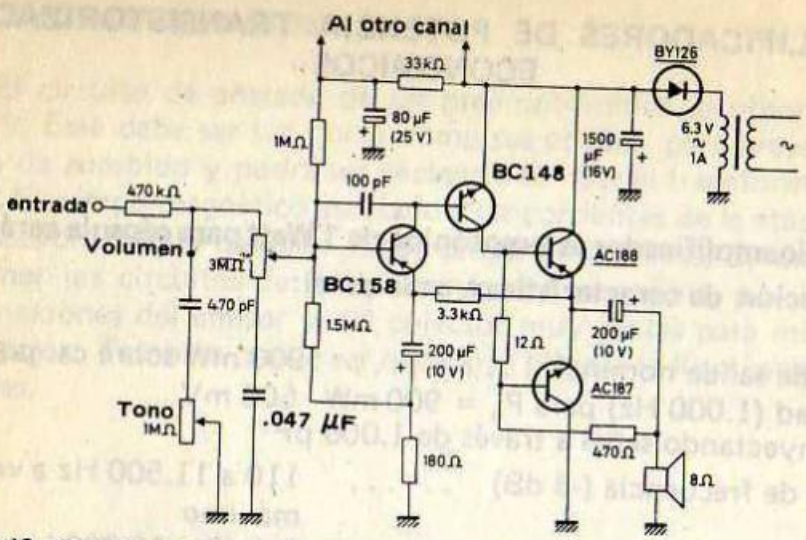
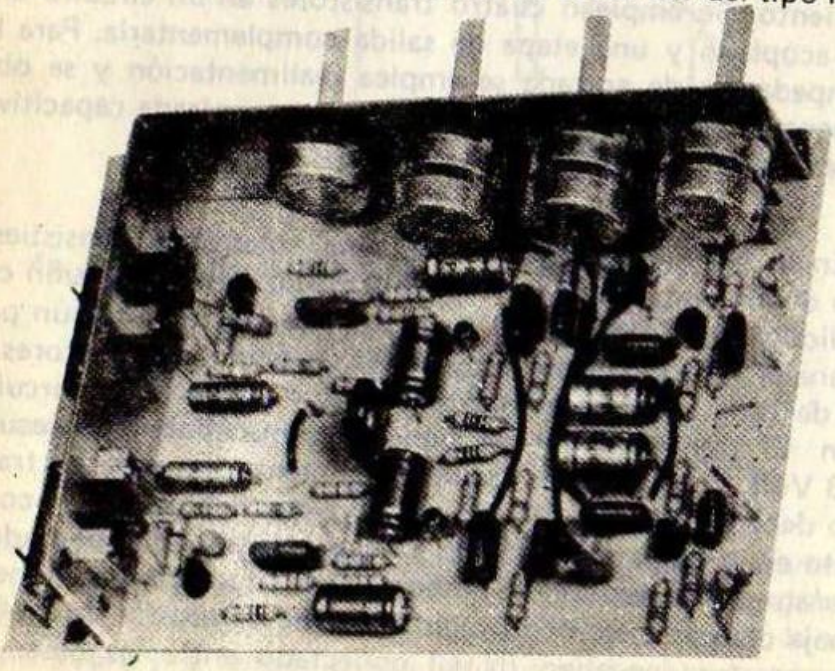


Fig. 3.10. Amplificador para cápsula cerámica que desarrolla una potencia de salida de 1 watt por canal (se dibuja un solo canal)

Se recomienda la utilización de controles de tono en tándem, y controles de volumen separados o en tándem para cada canal.

En cualquier caso, los potenciómetros deben ser del tipo lineal.



Fotografía del amplificador de 2 watt.

3.5.2. Amplificador estereofónico de 2 Watt para pick-up y radio

Especificaciones por canal:

potencia de salida nominal	2 W con carga de 8 Ohm
sensibilidad (1.000 Hz) para P_o = 2W	
(pick-up (1.000 pF)	320 mV
radio	70 mV
impedancia de entrada	130 KΩ
respuesta de frecuencia (-3 dB)	85 a 25.000 Hz
distorsión armónica total con P_o = 2 W	2%
tensión de alimentación nominal	15 V
consumo de corriente con P_o = 2W	230 mA

Este circuito está ideado para uso en sistemas estereofónicos, donde es suficiente una potencia de salida máxima de 2 W por canal. La sensibilidad es adecuada al nivel de salida de la mayoría de los tipos de cápsulas cerámicas y de los sintonizadores de radio.

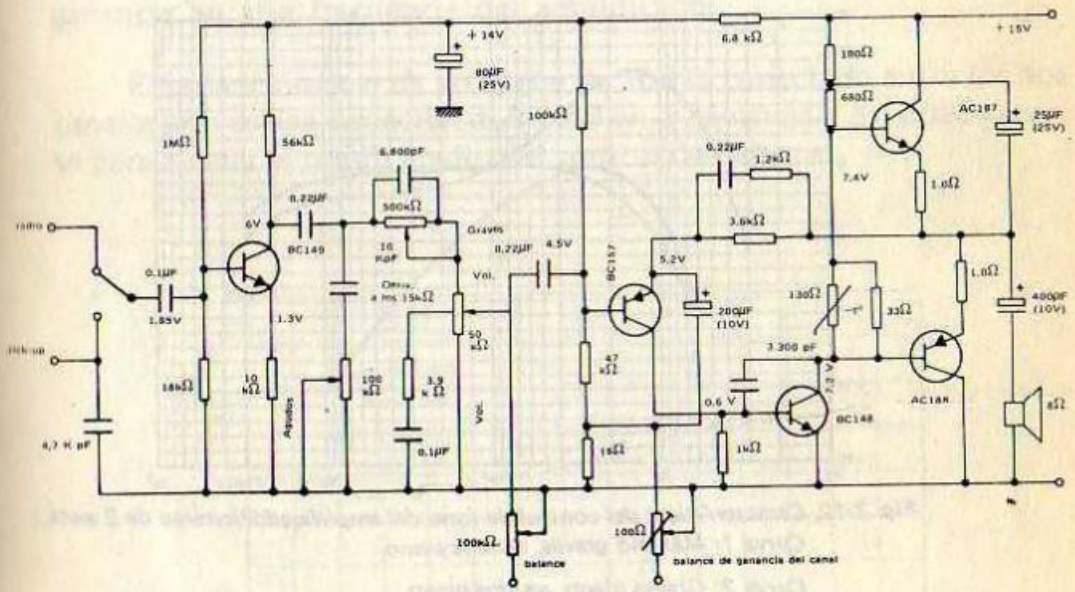


Fig. 3.11. Amplificador de 2 watt para pick-up cerámico y radio.

Los controles de tono son del tipo de "corte", pero la acentuación de bajos derivada de la realimentación da el efecto aparente de que se dispone de refuerzo y corte de bajos.

La fig. 3.11 muestra el circuito para el amplificador. La impedancia efectiva de entrada del amplificador es de 130 KΩ. La cápsula de pick-up cerámica está cargada capacitivamente, de manera que la alta impedancia de la cápsula en frecuencias bajas puede ser conectada a una baja impedancia sin pérdida de graves. La baja impedancia que la fuente de señal presenta al transistor de entrada permite mejorar además la relación señal/ruido.

Los controles de bajos, agudos y de volumen, están ubicados en el circuito de colector del transistor de entrada, lo que simplifica el conexionado del panel frontal. El nivel de sobrecarga es de 25 dB por encima de la entrada requerida para plena potencia de salida; este nivel es más que adecuado para posibilitar que el control de volumen sea usado en la salida del transistor BC149, en vez de la posición más usual en la entrada.

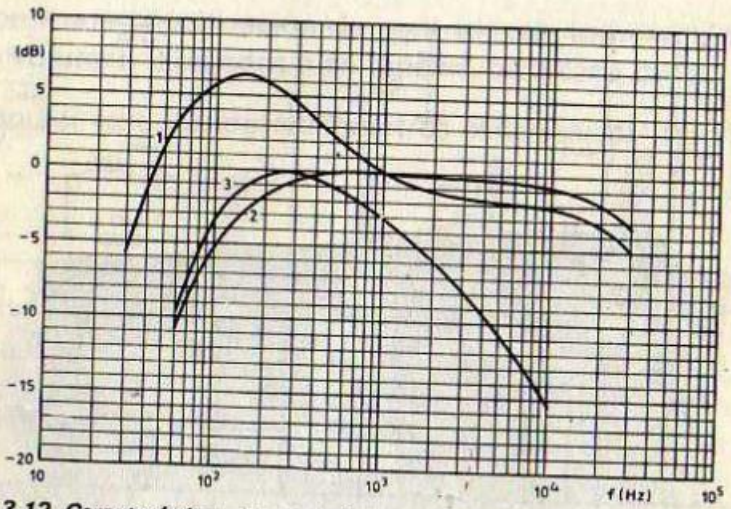


Fig. 3.12. Características del control de tono del amplificador estéreo de 2 watt.
Curva 1: Máximo graves, agudos plano
Curva 2: Graves plano, agudos plano
Curva 3: Graves plano, máximo corte agudos

Las demás partes constituyen un amplificador convencional acoplado directamente con una etapa de salida complementaria, usándose transistores AC187-01/AC188-01 apareados. Un resistor de coeficiente de temperatura negativo (NTC) se utiliza en paralelo

con el resistor estabilizador de corriente de reposo, a fin de eliminar distorsión por cruce a temperaturas extremas.

Se aplica realimentación desde la etapa de salida al emisor del BC157 (típica 12 dB a 1000 Hz). La realimentación de cte. contínua estabiliza la tensión del punto medio de la etapa de salida y además se aplica una realimentación de cte. alterna selectiva de frecuencia a través del resistor de 3.6 KΩ, lo que resulta en una reducción en realimentación en la región entre 100 Hz y 150 Hz. Esto proporciona un realce efectivo de bajos de 6 dB a 120 Hz. Dado que el corte de bajos tiene un rango aproximado de 12 dB en 130 Hz, la respuesta total es equivalente a una variación de bajos de ± 6 dB en 120 Hz, respecto de la respuesta a 1.000 Hz.

El capacitor de 3.300 pF conectado entre el colector y la base del transistor excitador provee una realimentación para reducir la ganancia en alta frecuencia del amplificador.

El potenciómetro de preajuste de 100 Ω conectado entre los dos canales provee una variación de ± 4 dB en la ganancia y así puede usarse para ajustar el punto medio del control de balance.

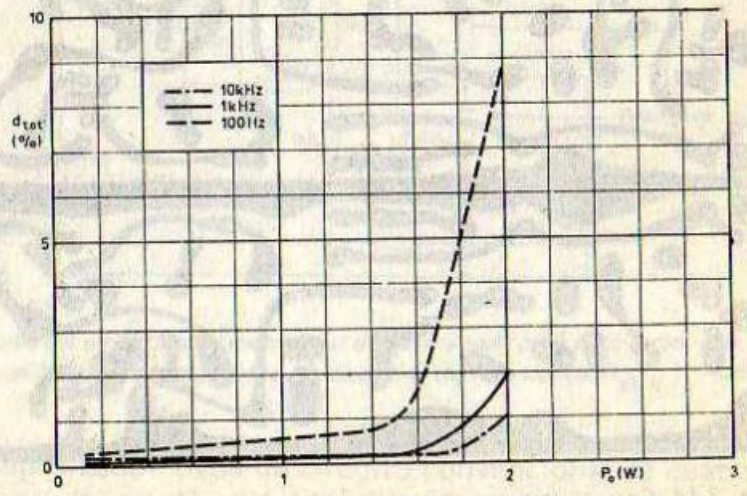


Fig. 3.13. Distorsión total del amplificador estéreo de 2 watt.

Si se usan AC187 y AC188 es necesario utilizar disipadores térmicos para los transistores nombrados, (medidas aproximadas: 25.8 cm^2 y 1.6 mm de espesor). Los disipadores se confeccionan de aluminio y las medidas dadas corresponden a cada uno de los transistores. Entonces, un disipador común a los cuatro transistores de salida de una versión estereofónica de este amplificador, tendrá una superficie de por lo menos 103.2 cm^2.

Si en cambio se emplean los transistores FAPESA de la serie AC187-01/AC188-01, bastará como disipador térmico, una chapa de aluminio de 1,5 mm de espesor de 4,5 x 16 cm, de acuerdo con lo ilustrado en la fotografía. Puede verse además que debido al fácil mecanismo de montaje, sólo es necesario un tornillo, previo agregado de grasa siliconada entre el difusor térmico incorporado al transistor y la chapa disipadora.

Las características del control de tono de este amplificador se observan en la fig. 3.12 y la distorsión total a tres frecuencias diferentes para potencias de salida hasta los 2 Watt en la fig. 3.13. Para aplicaciones en estereofonía podrá usarse el circuito impreso de la fig. 3.14.

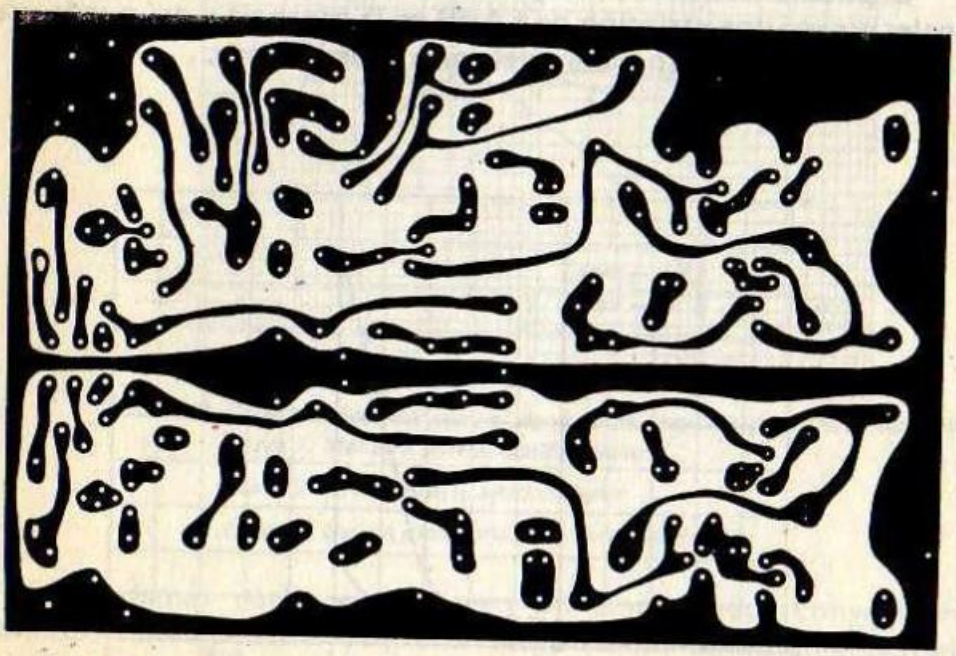


Fig. 3.14. Circuito impreso para el amplificador estereofónico de 2 watt. (escala 1: 1,25)

3.5.3. Amplificador monoaural de Cuatro Watt para auto-radio

Especificaciones:

potencia de salida nominal ..... 4 W con carga de 4 Ω
sensibilidad (1.000 Hz) para:
P_o = 4 W ..... 48 mV
P_o = 50 mW ..... 5 mV
respuesta de frecuencia (-3 dB) .... 200 a 20.000 Hz
distorsión armónica total con P_o = 4W 10%
tensión de alimentación ..... 14 Volt (tensión dínamo automóvil con batería de 12 V)
impedancia de entrada ..... 10 KΩ

En la fig. 3.15 se ve el circuito de un amplificador de 4 Watt, clase B, acoplado directamente, para uso en receptores para auto. Se usa un par complementario de transistores de salida AD161/AD162, un AC128 como transistor excitador y un BC148 como transistor amplificador en la primera etapa.

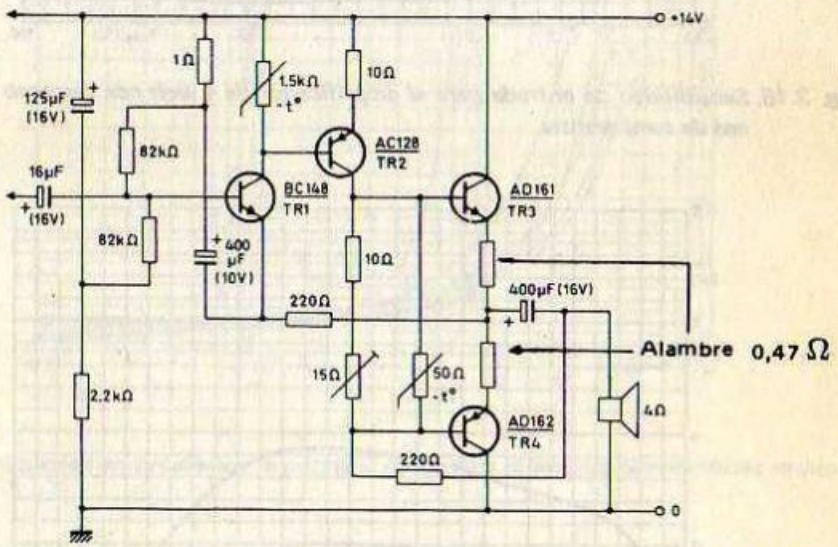
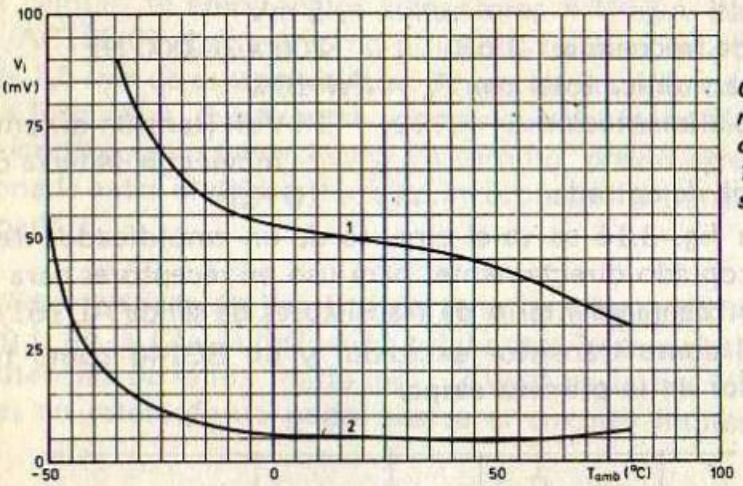


Fig. 3.15. Circuito del amplificador monoaural de cuatro watt para auto-radio. Los transistores se hallan montados sobre un disipador térmico donde $R_{th\ h-a} \leqslant 5{,}5^{\circ}C/W$.

Este amplificador tiene un circuito convencional de cuatro transistores con una excepción: el capacitor de desacoplamiento en la etapa de entrada está conectado al emisor del BC148 en vez de a cha-

sis. Con esto se neutraliza el efecto de ripple de la línea de alimentación y se aumenta la impedancia de entrada.

El amplificador ha sido diseñado para su operación con temperatura ambiente de 20-70° C, pero en las figs. 3.16, 3.17 y 3.18 se dan las características de funcionamiento a través de un amplio rango de temperaturas.



Curva 1: Para máxima potencia de salida al 10 %distorsión.

Curva 2: Para 50 mW de salida.

Fig. 3.16. Sensibilidad de entrada para el amplificador de 4 watt con respecto a las variaciones de temperatura.

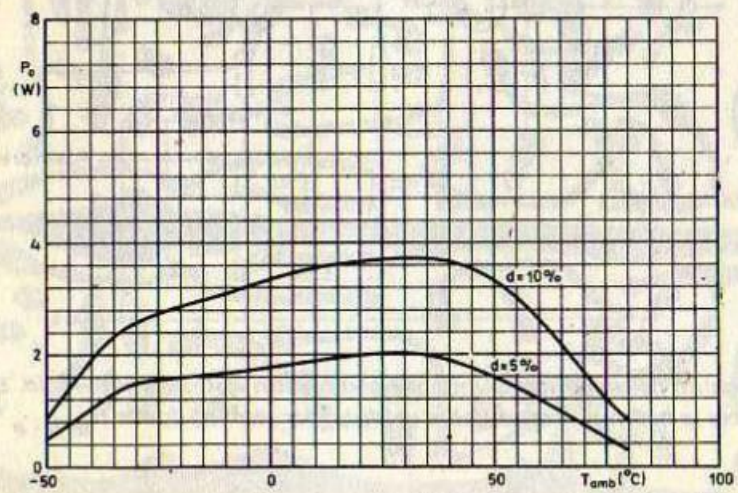


Fig. 3.17. Potencia de salida a dos niveles de distorsión en función de la temperatura ambiente.

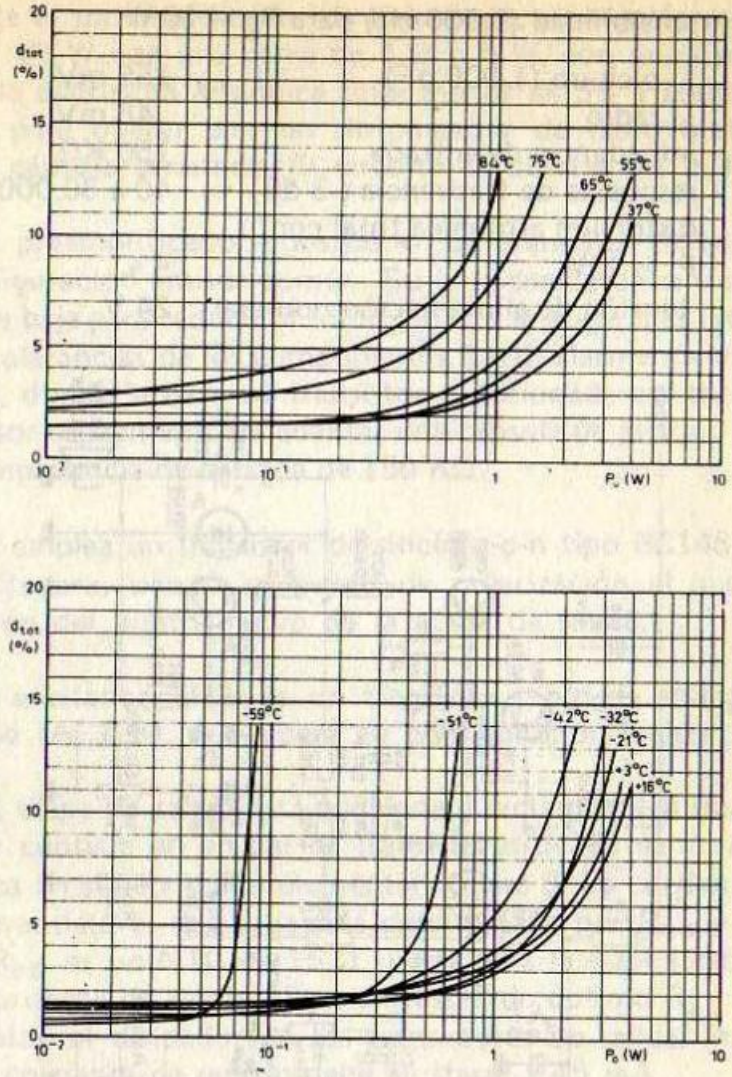


Fig. 3.18. Distorsión en función de la potencia de salida a diferentes temperaturas ambientes.

3.5.4 Amplificador de 5 y 10 Watt de bajo costo
Especificaciones:

potencia de salida nominal . . . . . 5 W con carga de 8 Ω
. . . . . 10 W con carga de 4 Ω

sensibilidad (1.000 Hz) para P_o = 10 W:

pick-up (1.000 pF)	..... 155 mV
radio	..... 48 mV
impedancia de entrada	..... 150 KΩ
respuesta de frecuencia (-3 dB)	.. 40 a 30.000 Hz
distorsión armónica total con P_o = 10W	..... 5 %
tensión de alimentación nominal	24 V

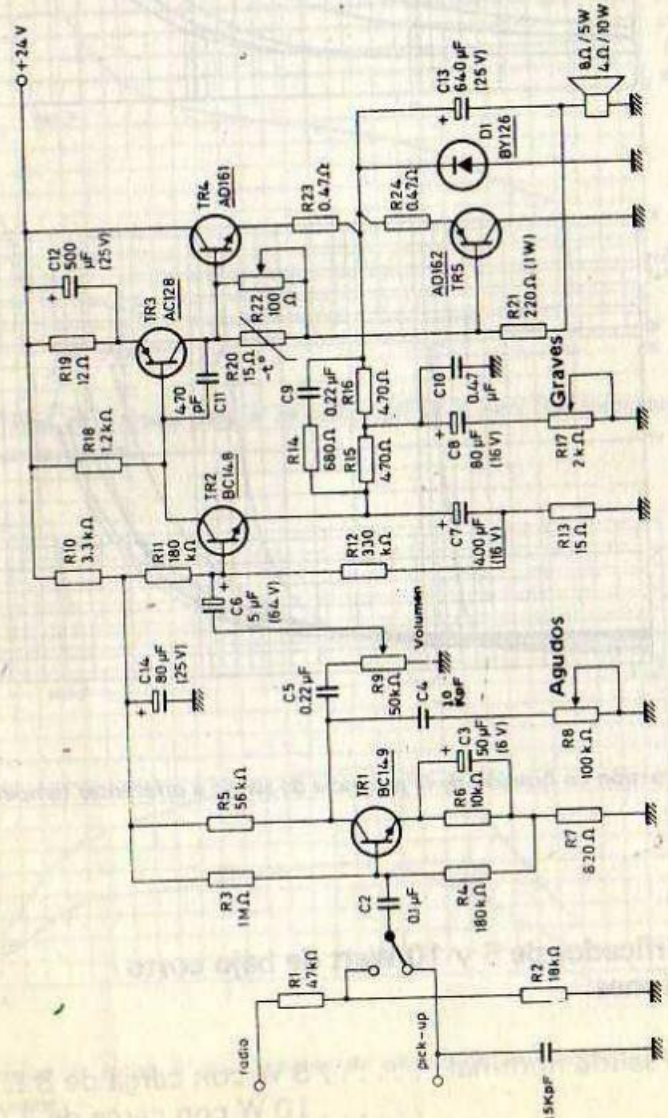


Fig. 3.19. Circuito del amplificador de bajo costo de 5/10 watt.

Este es un amplificador de bajo costo, sin transformadores, que entrega 10 W con una carga de 4 Ω ó 5 W, con una carga de 8 Ω , siendo la distorsión armónica total menor de 5% a 1000 Hz. Fue diseñado para operar con un sintonizador de radio o con la salida de una cápsula cerámica. El circuito se observa en la fig. 3.19.

El preamplificador consiste en un transistor BC149 operando en configuración emisor común. Su impedancia de entrada es relativamente baja para reducir el ruido y hacer la etapa más independiente de las tolerancias de los componentes, particularmente en la posición pick-up, donde la base del transistor es accionada por tensión usando un divisor capacitivo para adaptar una cápsula de pick-up de 1000 pF a una impedancia de entrada de 150 KΩ.

Se emplea un transistor de silicio n-p-n tipo BC148 en la etapa pre-excitadora, siendo su punto de polarización el que determina la tensión del punto medio de la etapa de salida.

El excitador TR3, es un transistor p-n-p de alta ganancia de germanio (AC128), que opera en configuración emisor común.

La etapa de salida está acoplada directamente al transistor excitador y consiste en un par de transistores de germanio AD161/162 operados en simetría complementaria clase B. La corriente de reposo de los transistores de salida está determinada por R_{20} y R_{22}. El resistor R_{20} es un NTC de 15 Ω usado para la estabilización térmica de la corriente de reposo. Para un resultado óptimo R_{20} puede montarse sobre el disipador de los transistores de salida. Por medio de R_{22} la corriente de reposo debe ajustarse a 15 mA.

El corte de agudos se consigue por un circuito RC en paralelo con la salida de la etapa pre-amplificadora. El resistor R_8 controla la constante de tiempo del circuito, determinando así el grado de atenuación de alta frecuencia. A máximo corte de agudos este circuito introduce una atenuación de 20 dB a 8.000 Hz.

El refuerzo de bajos está provisto por el circuito de realimentación en puente T. Cuando las constantes de tiempo de las dos ramas son iguales, la atenuación de la malla es independiente de la frecuencia.

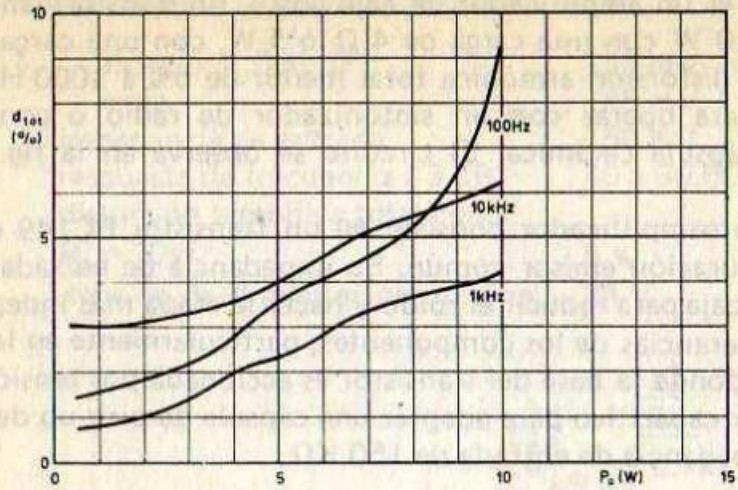


Fig. 3.20. Distorsión total del amplificador de 5/10 watt.

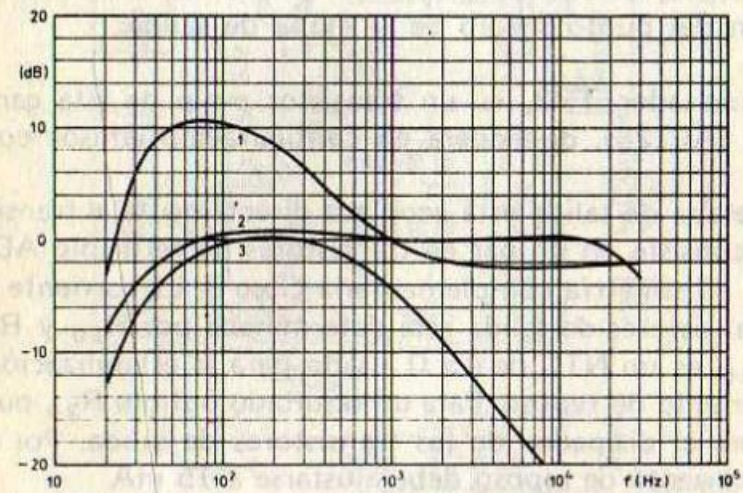


Fig. 3.21. Respuesta en frecuencia del amplificador de 5/10 watt.

Curva 1: Máximo refuerzo graves, agudos plano

Curva 2: Graves plano, agudos plano

Curva 3: Graves plano, máximo corte agudos.

Al aumentar la constante de tiempo de la rama paralelo reduciendo R_{17}, aumenta la atenuación de las frecuencias más bajas. Ya que esta parte del circuito se encuentra en el lazo de realimentación, son reforzadas las frecuencias más bajas. Con el control en la posición de máximo refuerzo de bajos, se obtiene un refuerzo de unos 10 dB a 100 Hz.

En la fig. 3.20 está representada la distorsión total en función de la potencia de salida, y las características de frecuencia en la fig. 3.21.

3.6 AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE ALTA FIDELIDAD

3.6.1 Amplificador de alta fidelidad de 8 Watt con transistores de salida AD161/AD162

Especificación de características:

potencia de salida nominal , ... 8 W con carga de 4 Ω
sensibilidad (1.000 Hz) para:
P_o = 8 W . . . . . 85 mV
P_o = 50 mW . . . . . 6.7 mV
impedancia de entrada . . . . . 330 KΩ
respuesta de frecuencia (-3 dB) . . 14 - 36.000 Hz
distorsión armónica total a P_o = 8W 1%
relación señal/ruido (ref. P_o = 8W) 76 dB
resist. interna en zócalo salida 0.25 Ω
factor de amortiguación con
parlante 4 Ω ,. 16
tensión de alim. nominal . . . . . 20 V
consumo de corriente con Po = 8 W 0.85 A

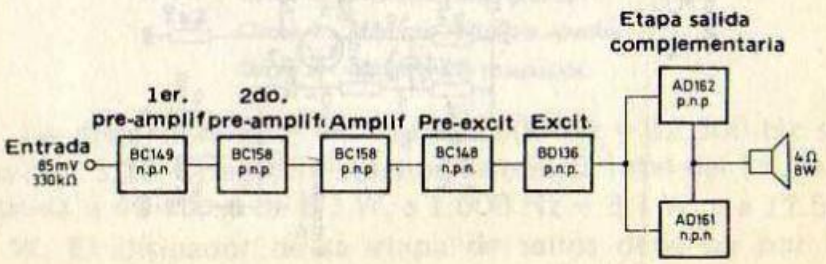


Fig. 3.22. Diagrama en bloques del amplificador de ocho watt.

En la Fig. 3.22 se observa el diagrama de bloques de un amplificador mono/estéreo de alta fidelidad de ocho watts de salida. En este circuito se emplean 7 transistores y la etapa de salida es complementaria. Se consigue una elevada impedancia de entrada por medio de la realimentación y el amplificador responde a las normas europeas para reproducción de sonido de alta fidelidad.

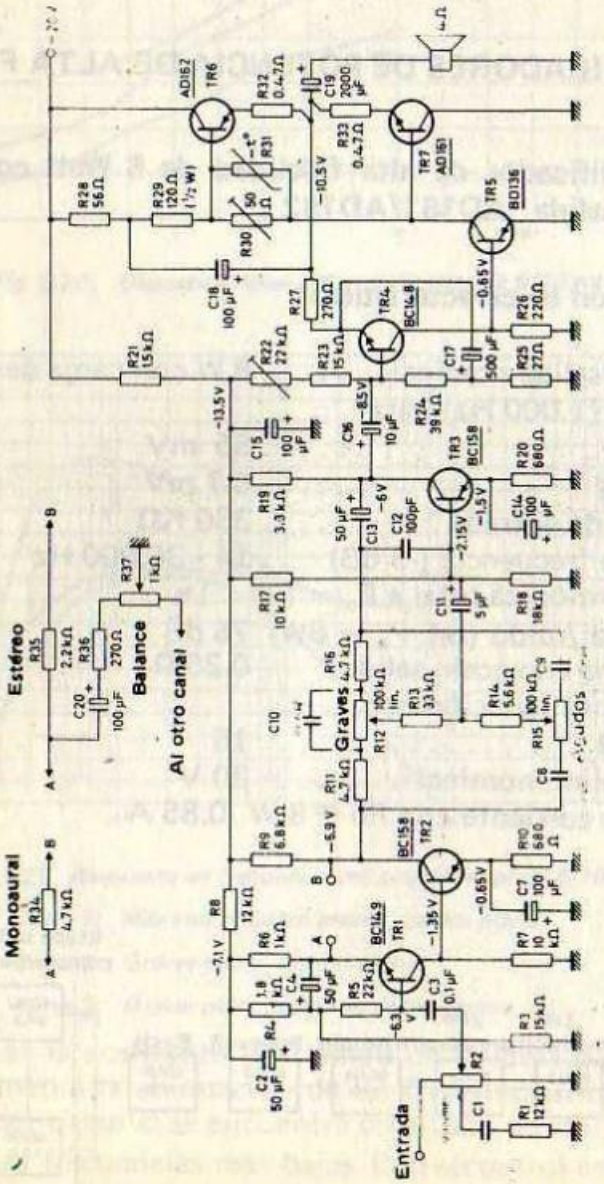


Fig. 3.23. Circuito del amplificador de ocho watt.

En el circuito de la fig. 3.23 pueden conectarse alternativamente dos mallas distintas entre el emisor de TR_1 y el colector de TR_2, dependiendo esto de si el amplificador se requiere para uso monoaural o estereofónico. Para aplicación estereofónica, la malla del control de balance -dibujada separadamente- se conecta entre los emisores de los primeros preamplificadores de cada canal.

Las características de frecuencia del amplificador se observan en la fig. 3.24. Con los controles de bajos y agudos planos, la respuesta es lineal desde los 100 Hz hasta los 6000 Hz y dentro de 1 dB respecto de la respuesta a 1000 Hz, desde los 82 Hz hasta los 18.000 Hz. La respuesta cae sólo 2 dB en 20 Hz y 1.2 dB en 20.000 Hz.

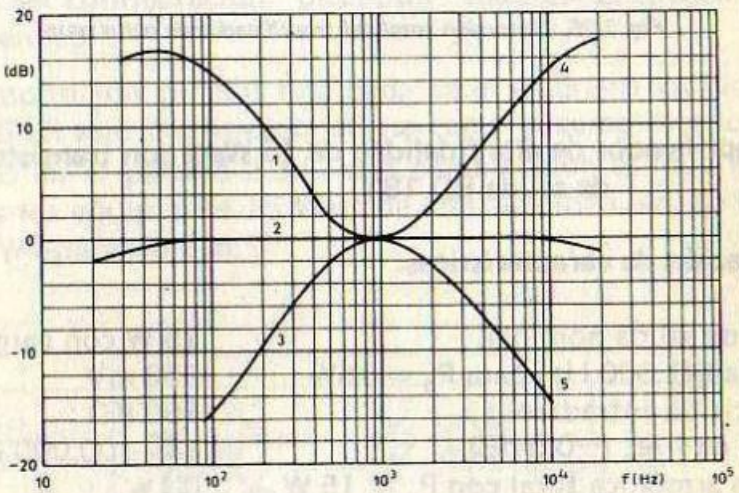


Fig. 3.24. Respuesta en frecuencia del amplificador de ocho watt.

Curva 1: Máximo refuerzo graves.
Curva 2: Graves plano, agudos plano
Curva 3: Máximo corte graves
Curva 4: Máximo refuerzo agudos
Curva 5: Máximo corte agudos.

La distorsión total en 40 Hz, 1000 Hz y 12.500 Hz se aprecia en la fig. 3.25. Para una distorsión armónica total del 1%, la potencia de salida a 40 Hz es de 6.1 W, a 1.000 Hz = 8.1 W, y a 12.500 Hz de 7,8 W. El disipador de la etapa de salida debe ser por lo menos de 115 cm^2 y de aluminio de 2 mm de espesor.

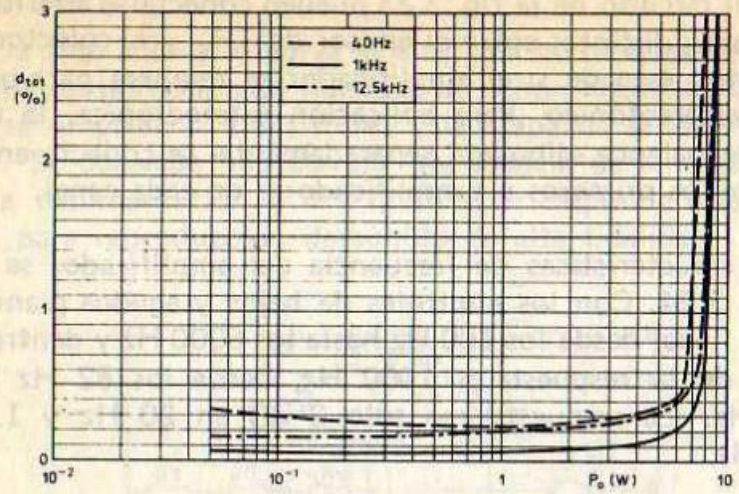


Fig. 3.25. Distorsión total del amplificador de ocho watt.

3.6.2 Amplificador de alta fidelidad de 15 Watt con transistores de salida BD 181

Especificación de características:

potencia de salida nominal	15 W con carga de 8Ω
sensibilidad (1.000 Hz) para P_o = 15W	350 mV
impedancia de entrada	150 KΩ
respuesta de frec. (—0,5 dB)	14 - 100.000 Hz
distorsión armónica total con P_o = 15 W	0,1%
distorsión por intermodulación con P_o =15 W (medida con f_1 = 250 Hz y f_2 = 8 KHz donde V_{f1} : V_{f2} = 4:1)	0,5%
relación señal/ruido (ref. P_o = 50 mW)	76 dB
resistencia interna en el zócalo de salida	0,05Ω
factor de amortiguación con parlante 8 Ω	160
factor de realimentación de tensión	350
tensión de alimentación nominal	38 V
consumo de corriente con P_o = 15W	0.625 A

El amplificador cumple totalmente con las normas europeas para reproducción de sonido de alta fidelidad. Su potencia de salida

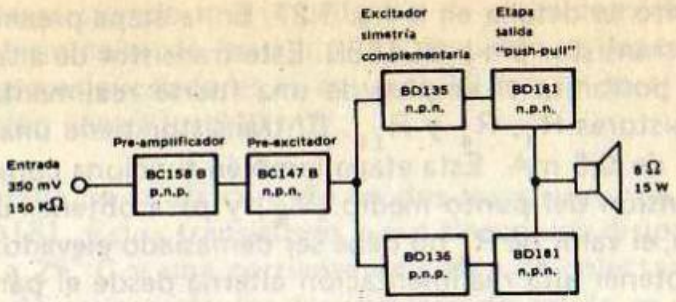


Fig. 3.26. Diagrama en bloques del amplificador de quince watt.

es de 15 Watt r.m.s. con carga de 8 Ohm. Se han usado transistores de silicio en todas las etapas, empleándose los transistores de potencia BD181 en configuración "push-pull" cuasi-complementaria, clase B, "single-ended".

La disposición general está dada en el diagrama en bloques de la fig. 3.26. Si este amplificador se usa con el preamplificador universal descrito en el párrafo 2.3.5, esta combinación es muy adecuada para todos los equipos de 15 Watt de alta fidelidad, en particular el de 2 x 15 W estereofónico.

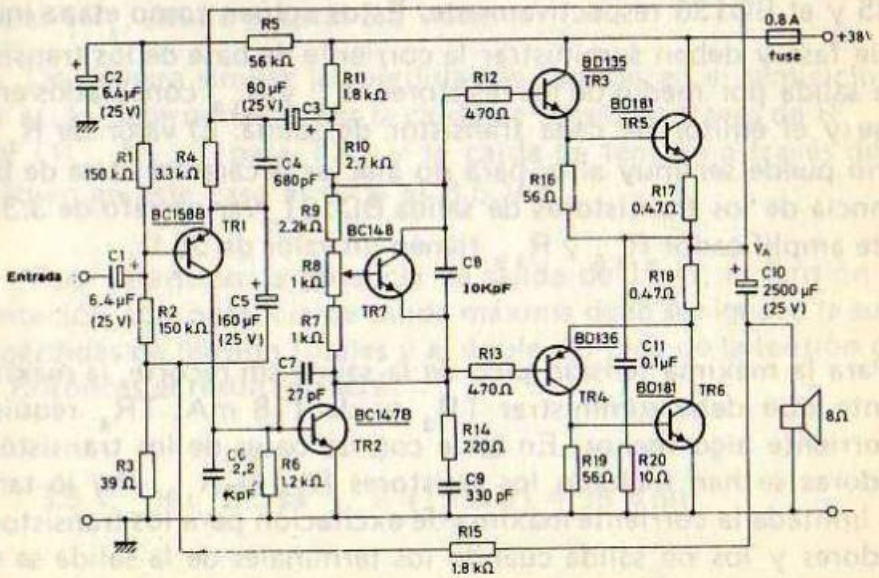


Fig. 3.27. Circuito del amplificador de quince watt.

El circuito se detalla en la fig. 3.27. En la etapa preamplificadora se usa un transistor p-n-p BC158B. Este transistor de alta ganancia de corriente posibilita el empleo de una fuerte realimentación mediante los resistores R_3, R_4 y R_{15}. El transistor tiene una corriente de operación de 0,5 mA. Esta etapa también funciona como estabilizadora de tensión del punto medio (V_A) y para obtener una buena estabilización, el valor de R_4 no debe ser demasiado elevado. Por otro lado, para obtener alta realimentación alterna desde el parlante, R_4 debe ser lo más grande posible con respecto a R_{15}. En el presente circuito ha sido seleccionado un valor de 3.3 KΩ para R_4. Debido al gran factor de realimentación, la impedancia de entrada del amplificador es igual al valor de R_1, o sea 150 KΩ.

La etapa pre-excitadora en clase A emplea un transistor n-p-n, BC147B, que opera con una corriente continua de colector de 4 mA. Esto se hace, porque los transistores complementarios excitadores tienen una corriente de base pico de 2.5 mA y hay una pérdida de 1.1 mA a través del resistor R_{10}. La disipación máxima del transistor preexcitador es de 89 mW. Para disminuir la respuesta en alta frecuencia de este transistor, se ha conectado un capacitor adicional de 27 pF entre el colector y la base de TR_2.

Como transistores complementarios TR_3 y TR_4 se emplean el BD135 y el BD136 respectivamente. Estos actúan como etapa inversora de fase y deben suministrar la corriente de base de los transistores de salida por medio de los resistores R_{16} y R_{19} conectados entre la base y el emisor de cada transistor de salida. El valor de R_{16} y R_{19} no puede ser muy alto, para no afectar la característica de baja frecuencia de los transistores de salida BD181 (ver párrafo de 3.3.2). En este amplificador R_{16} y R_{19} tienen un valor de 56 Ω.

Para la máxima tensión pico de la salida sin recorte, la máxima corriente que debe suministrar TR_3 es de 118 mA; TR_4 requiere una corriente algo menor. En serie con las bases de los transistores excitadores se han incluido los resistores R_{12} y R_{13}. Por lo tanto queda limitada la corriente máxima de excitación para los transistores excitadores y los de salida cuando los terminales de la salida se encuentran cortocircuitados. R_{12} y R_{13} también son importantes para limitar el funcionamiento de los transistores excitadores en condición

de sobrecarga cuando una impedancia de carga compleja es conectada a los terminales de la salida. La corriente de reposo típica para los transistores excitadores es de unos 10 mA, y en el caso extremo su disipación llega a los 310 mW.

La etapa de salida consiste en dos transistores de silicio de potencia BD181. Estos transistores n-p-n tienen una disipación máxima de 78 W a 25° C y una corriente de cresta de colector de 10 A. La corriente de reposo de los transistores de salida es de 40 mA, y puede ajustarse con el potenciómetro R_8. En el caso extremo la disipación de cada transistor es de 6.5 W. La corriente de salida de cresta I_o para $P_o = 15$ W con una carga de 8 Ω, es

$$I_o = \sqrt{\frac{2\,P_o}{R_L}} = 1.95 \text{ A}$$

La tensión de salida de cresta, para 15 W es de 15.5 V. Los resistores R_{17} y R_{18} proveen la estabilización térmica necesaria. Las pérdidas de tensión durante el semiciclo positivo de salida, son debidas a la caída de tensión a través de R_{17}, V_{BE} para el TR_5 y V_{CEK} para el TR_3, siendo el total 3.5 Volt.

De manera similar las pérdidas de tensión en el semiciclo negativo están determinadas por la caída de tensión a través de R_{13}. V_{BE} para TR_4, V_{CEK} para TR_2 y la caída de tensión a través de R_{18}. También en este caso el total es 3.5 V.

Para garantizar la potencia de salida de 15 W, la tensión de alimentación con potencia de salida máxima debe ser igual a la suma de las pérdidas de tensión totales y al doble del pico de la tensión de salida. Entonces el resultado será:

$$3.5 \text{ V} + 3.5 \text{ V} + 2\ (15.5 \text{ V}) = 38 \text{ Volt.}$$

La tensión del punto medio V_A es de 19 Volt.

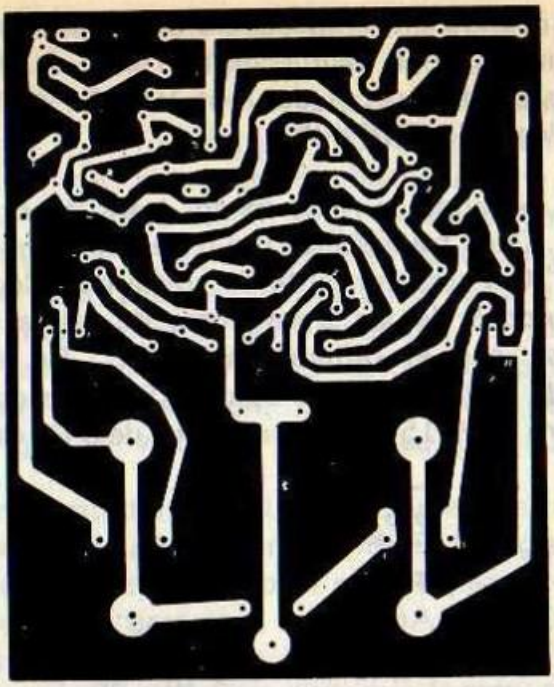


Fig. 3.28. Circuito impreso para el amplificador de 15 W. (Tamaño real similar a fig. 3.44).

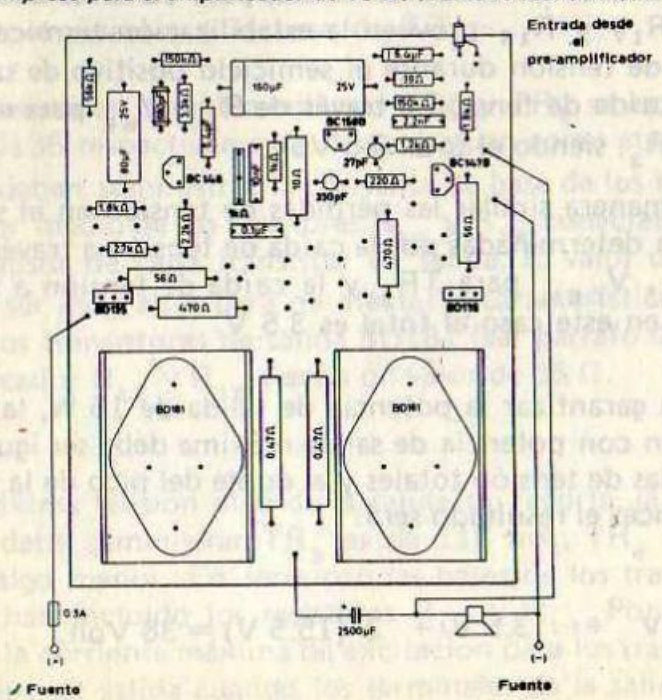


Fig. 3.29. Componentes sobre el circuito impreso del amplificador de quince watt.

Para estabilizar las corrientes de reposo de los excitadores complementarios y de los transistores de salida contra las variaciones de temperatura y de la fuente de alimentación, deben ser compensadas las tensiones base/emisor de tres transistores. Esto puede lograrse utilizando tres diodos de silicio o mediante un circuito transistorizado que actúa como una especie de diodo zener.

Debido a sus características superiores se ha optado por el circuito transistorizado, que ha sido incorporado al amplificador. El circuito comprende un transistor n-p-n de encapsulado plástico BC 148 (TR_7), dos resistores R_7 y R_9 y un potenciómetro R_8 con el que puede ajustarse la corriente de reposo. La tensión nominal colector/emisor del TR_7 es aproximadamente 1,8 volt.

La fig. 3.28 muestra el circuito impreso para el amplificador de 15 Watt y la distribución de los componentes se ve en la fig. 3.29, La interconexión de este amplificador con la fuente de alimentación y el preamplificador universal se trató en el párrafo 3.4.

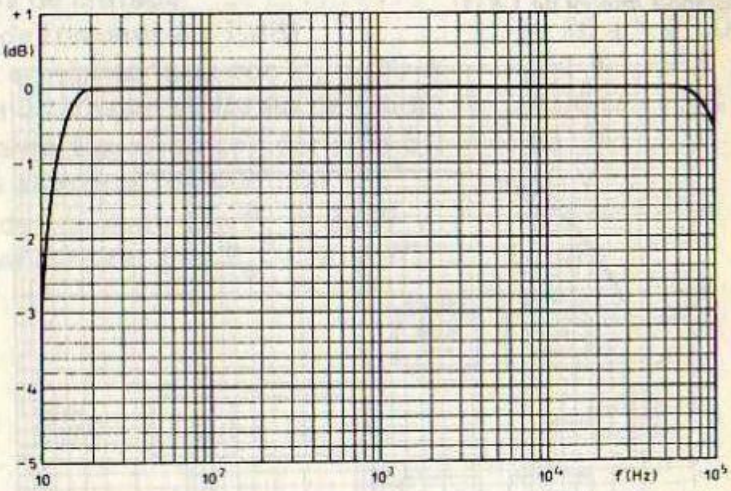


Fig. 3.30. Respuesta en frecuencia del amplificador de HI-FI de quince watt. 0 dB = 6 dB por debajo 15 watt.

La característica de frecuencia dada en la fig. 3.30 es plana desde los 20 Hz a 70.000 Hz y baja -0.5 dB a 100.000 Hz, con respecto a la respuesta a 1000 Hz.

La distorsión armónica total en función de la potencia de salida en tres frecuencias: 40 Hz, 1000 Hz y 12.500 Hz se observa en la fig. 3.31. La distorsión por intermodulación, medida con frecuencias de 250 Hz y 8000 Hz en proporción de 4 : 1 es de 0,5% con máxima potencia de salida.

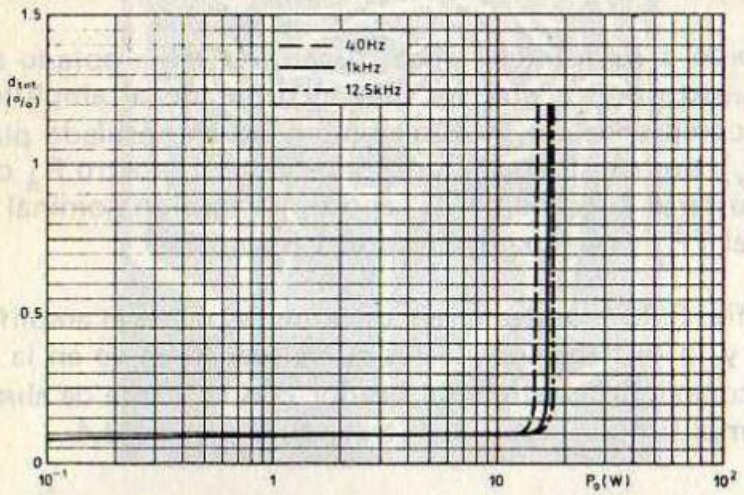


Fig. 3.31. Distorsión armónica total medida con carga de 8 Ω y un generador con resistencia interna de 1 KΩ

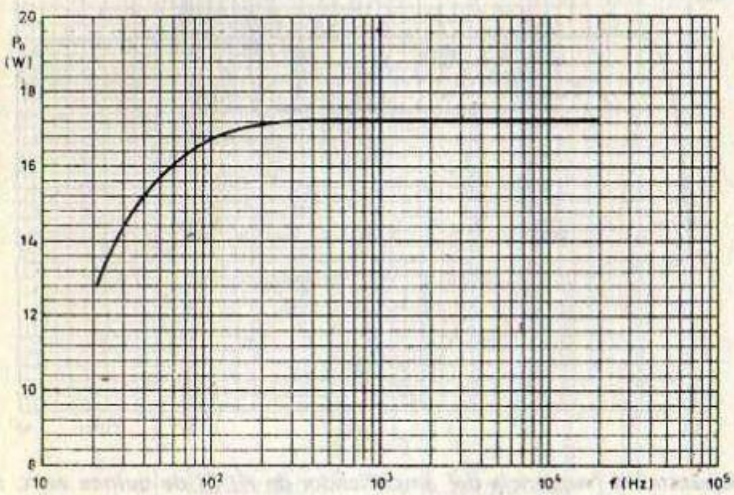


Fig. 3.32. Ancho de banda en potencia del amplificador de quince watt.

Las características del ancho de banda en potencia, que se observan en la fig. 3.32, son para una distorsión total del 1 %, medida con una carga de 8 Ω y una impedancia de generador de 1 KΩ.

La protección contra cortocircuitos en los cables del parlante consiste en un fusible de acción rápida de 0.8 A. No debe usarse un fusible para mayor corriente pues se corre el riesgo de dañar el amplificador. Cada uno de los transistores de potencia requiere un disipador de aluminio de 2 mm. de espesor y una superficie de por lo menos 12 cm^3.

3.6.3 Amplificador de alta fidelidad de 20 Watt con transistores de salida BD181

Especificación de características:

potencia de salida nominal	20 W con carga 5Ω
sensibilidad (1.000 Hz) para	
P_o = 20 W	210 mV
P_o = 50 mW	11 mV
impedancia de entrada	100 KΩ
respuesta de frecuencia (-1 dB)	< 20 a > 20.000 Hz
distorsión armónica total con P_o = 20 W	0.1 %
resistencia interna en el zócalo de salida ..	0.06 Ω
factor de amortiguación con parlante 5Ω	83
tensión de alimentación nominal	40 V
consumo de corriente con P_o = 20 W	1.2 A
relación señal-ruido (ref P_o = 50 mW)	66 dB

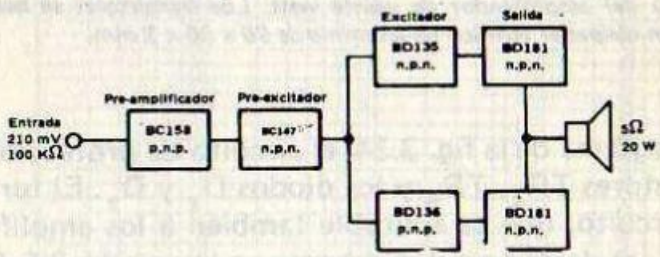


Fig. 3.33. Diagrama en bloques del amplificador de veinte watt.

En la fig. 3.33 está representado el diagrama en bloques de un amplificador de alta fidelidad de 20 Watt.

Se emplean nueve transistores y dos diodos en este circuito, que tiene una etapa de salida cuasi-complementaria. Dos de los transistores, juntamente con los diodos, proveen la protección contra cortocircuitos en la salida. Este amplificador cumple con las normas europeas para reproducción de sonido de alta fidelidad.

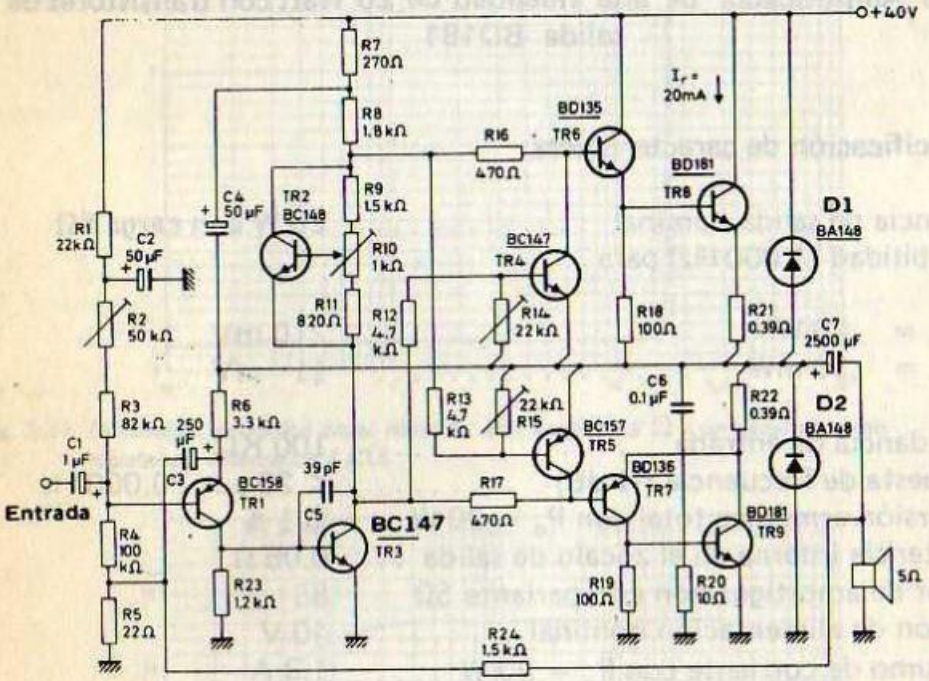


Fig. 3.34. Circuito del amplificador de veinte watt. Los transistores se hallan montados sobre un disipador térmico de aluminio de 90 x 90 x 2 mm.

En el diagrama de la fig. 3.34, el circuito de protección comprende los transistores TR_4, TR_5 y los diodos D_1 y D_2. El funcionamiento de este circuito, que es aplicable también a los amplificadores de 25 y 40 Watt, se describe extensamente en la sección 3.6.4.

La respuesta en frecuencia y el ancho de banda en potencia están representadas en la fig. 3.35. La respuesta en frecuencia es virtualmente lineal desde 20 Hz a 20.000 Hz.

La distorsión a 40 Hz, 1000 Hz y 12.500 Hz se aprecia en la fig. 3.36. Desde 300 mW hasta 20 W de salida la distorsión no excede el 0.1 %.

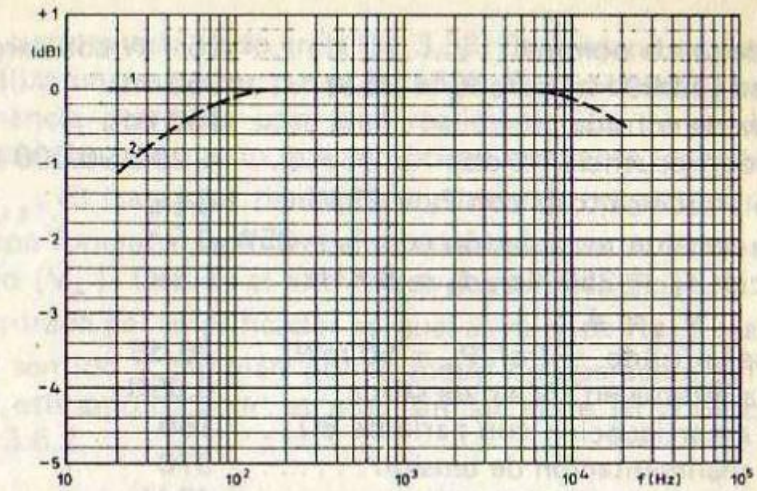


Fig. 3.35. Características respuesta en frecuencia y ancho de banda en potencia del amplificador de veinte watt.

Curva 1: Amplitud/frecuencia, 0 dB = 6 dB debajo de 31,2 W.
Curva 2: Potencia/frecuencia, 0 dB = 31,2 W.

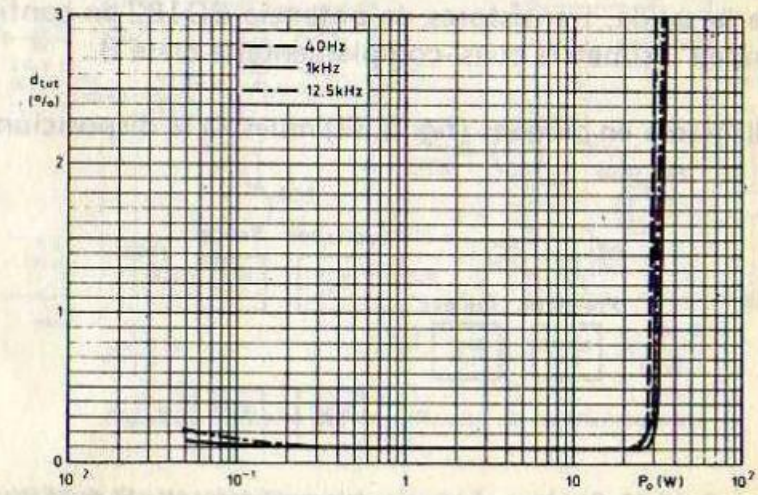


Fig. 3.36. Distorsión total del amplificador de veinte watt.

3.6.4 Amplificador de alta fidelidad de 25 Watt con transistores de salida BD182

Especificación de caracterís

potencia de salida nominal	25 W con carga de 8 Ω
sensibilidad (1.000 Hz) para P_o = 25 W ...	350 mV
impedancia de entrada	150 KΩ
respuesta de frecuencia (-1 dB)	< 20 a 90.000 Hz
distorsión armónica total con P_o = 25 W	0.1%
distorsión por intermodulación con P_o = 25W (medida con f_1 = 250 Hz y f_2 = 8 KHz donde $V_{f1} : V_{f2} = 4 : 1$)	0.6 %
relación señal/ruido — (ref. P_o = 50 mW)	76 dB
resistencia interna en zócalo de salida	0.05Ω
factor de amortiguación con parlante 8Ω ...	160
factor de realimentación de tensión	370
tensión nominal de alimentación	48 V
consumo de corriente con P_o = 25 W ...	0.83 A

Este amplificador cumple sobradamente con las exigencias para reproducción de sonido de alta fidelidad y suministra 25 Wr.m.s. de potencia de onda senoidal con carga de 8 Ω. También en este diseño se han usado transistores de silicio para todas las etapas, empleándose para la salida, transistores de potencia BD182 en configuración "single-ended", simetría cuasi-complementaria clase B.

El diagrama en bloques (fig. 3.37) muestra la disposición general.

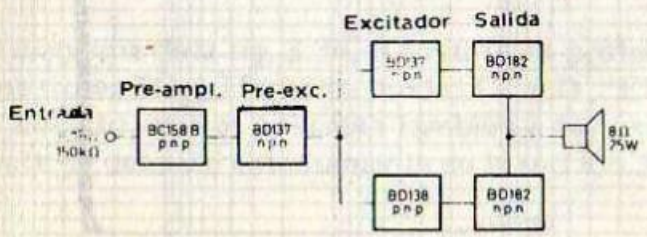


Fig. 3.37. Diagrama en bloques del amplificador HI - FI de 25 Watt.

Si este amplificador se usa conjuntamente con el preamplificador universal descrito en el párrafo 2.3.5, esta combinación es muy adecuada para todos los equipos de 25 W de alta fidelidad y en particular para los estereofónicos 2 x 25 W.

El circuito está dado en la fig. 3.38. En la etapa preamplificadora se utiliza un transistor p-n-p, BC158B. El uso de este transistor de alta ganancia posibilita usar gran realimentación de corriente continua y de cte. alterna, lo que se obtiene mediante los resistores R_3, R_4 y R_{15}. El transistor tiene una corriente de operación de 0.5 mA. Esta etapa funciona también como estabilizadora de tensión del punto medio (V_A). Debido al alto factor de realimentación, la impedancia de entrada del amplificador es igual al valor de R_1, o sea 150 KΩ. En este sentido y también por el modo de operación del resto del circuito, este amplificador es muy similar al de 15 W descrito en el párrafo 3.6.2.

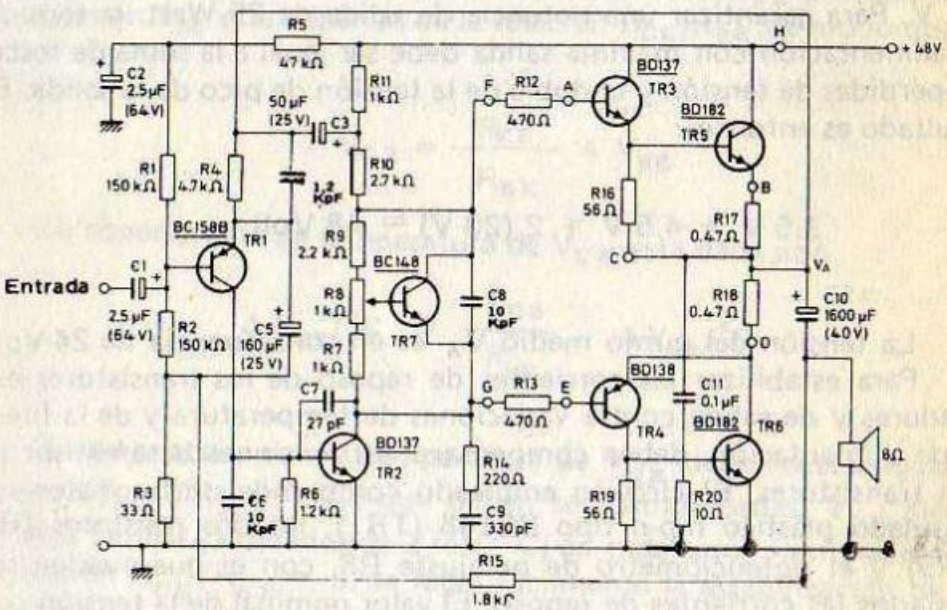


Fig. 3.38. Circuito del amplificador de veinticinco watt.

La etapa pre-excitadora en clase A está equipada con un transistor p-n-p BD137 (TR_2), pero puede usarse también un BC147 si se utiliza una fuente de alimentación estabilizada.

Los transistores excitadores complementarios TR_3 y TR_4 son del tipo BD137 y BD138 respectivamente. Con la salida máxima de pico la corriente máxima que TR_3 tiene que suministrar es de 133 mA; por TR_4 pasa una corriente algo más baja. Los resistores R_{12} y R_{13} están incorporados para limitar las corrientes debidas a cortocircuitos y sobrecargas. La corriente de reposo para los transistores excitadores es de unos 10 mA, y en condiciones extremas su disipación es de 440 mW, de manera que no precisan disipadores térmicos. La etapa de salida emplea transistores de potencia tipo BD182 apareados. La corriente de reposo del par de transistores de salida es de 40 mA, y puede ajustarse con el potenciómetro R8. Sin circuitos de protección la disipación bajo condiciones desfavorables para cada transistor es de 10.3 Watt. La corriente de pico de salida I_o para P_o = 25 W con carga de 8 Ω es de 2,5 A.

La tensión de pico de salida para 25 W es de 20 V. Las pérdidas de tensión en el semiciclo positivo de salida son 3.5 V y en el negativo 4,5 V. Para garantizar una potencia de salida de 25 Watt, la tensión de alimentación con máxima salida debe ser igual a la suma de todas las pérdidas de tensión y el doble de la tensión de pico de la salida. El resultado es entonces:

$$3.5\ V + 4.5\ V + 2\ (20\ V) = 48\ Volt$$

La tensión del punto medio V_A es en consecuencia de 24 Volt.

Para estabilizar las corrientes de reposo de los transistores excitadores y de salida contra variaciones de temperatura y de la fuente de alimentación, deben compensarse las tensiones base/emisor de tres transistores. El circuito empleado comprende un transistor encapsulado plástico n-p-n tipo BC148 (TR_7), los dos resistores (R7 y R9) y el potenciómetro de preajuste R8, con el que pueden ser ajustados las corrientes de reposo. El valor nominal de la tensión colector/emisor del TR_7 es aproximadamente 1.8 Volt.

EL funcionamiento del circuito de estabilización de la corriente de reposo, que es igual para los amplificadores de 15 W., 20 W y 40 W, puede explicarse con referencia a la Fig. 3.39. En este circuito la tensión de estabilización V_{CE} está dada por:

$$V_{CE} = IR_1 + (I + I_B) R_2,$$

y

$$V_{BE} = IR_1.$$

La relación V_{CE}/V_{BE} está dada por:

$$\frac{V_{CE}}{V_{BE}} = \frac{IR_1 + (I + I_B) R_2}{IR_1}$$

Como $I_B \ll I$, aún con un BC148 de mínima ganancia, se puede hacer la simplificación:

$$\frac{V_{CE}}{V_{BE}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{R_{CE}}{R_{BE}}$$

Esta expresión muestra que una variación de V_{BE} produce una variación en V_{CE} que depende de la relación R_{CE}/R_{BE}, de modo que:

$$\Delta V_{CE} = \frac{R_{CE}}{R_{BE}} \Delta V_{BE}$$

La dependencia de temperatura de V_{CE} está dada por:

$$\Delta V_{CE}/°C = \frac{R_{CE}}{R_{BE}} \cdot \Delta V_{BE}/°C.$$

Esta variación con la temperatura de V_{CE} debe hacerse igual a las de TR_3, TR_4 y TR_5, que deben ser compensadas. V_{BE} tiene un valor similar (alrededor de 2 mV/° C) en cada caso, y así, haciendo la relación $R_{CE}/R_{BE} = 3$, se logra fácilmente la estabilización de la corriente.

Del circuito de la Fig. 3.38 se desprende que $R_9 = 2.2$ KΩ, $R_8 = 1$ K Ω y $R_7 = 1$ KΩ. R_8 puede ajustarse para que $R_{BE} = 1.4$ KΩ, puesto que si $R_{CE} = R_7 + R_8 + R_9 = 4.2$ KΩ, su relación será 3.

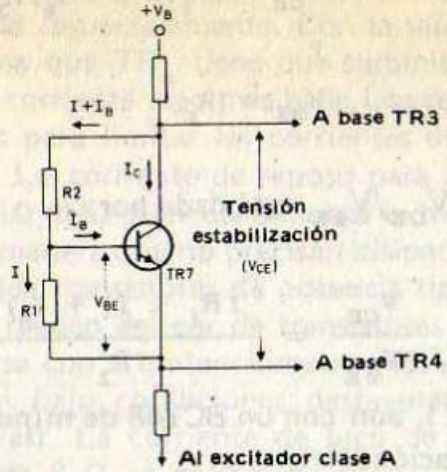


Fig. 3.39. Circuito de estabilización de la corriente de reposo.

Las variaciones de la fuente de alimentación cambian el ajuste de corriente continua de la etapa pre-excitadora Clase A, causando una pequeña variación en la tensión emisor/base del transistor TR_7, pero la corriente de reposo de los transistores de salida prácticamente no varía.

El transistor estabilizador no debe montarse sobre el disipador de los transistores de salida, caso contrario puede ocurrir sobre-compensación.

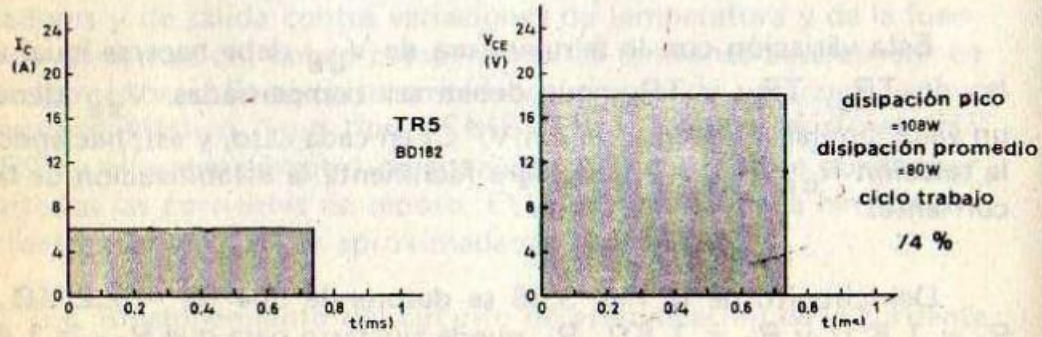


Fig. 3.40 (a) Condiciones de corto-circuito del amplificador de 25 watt sin protección.

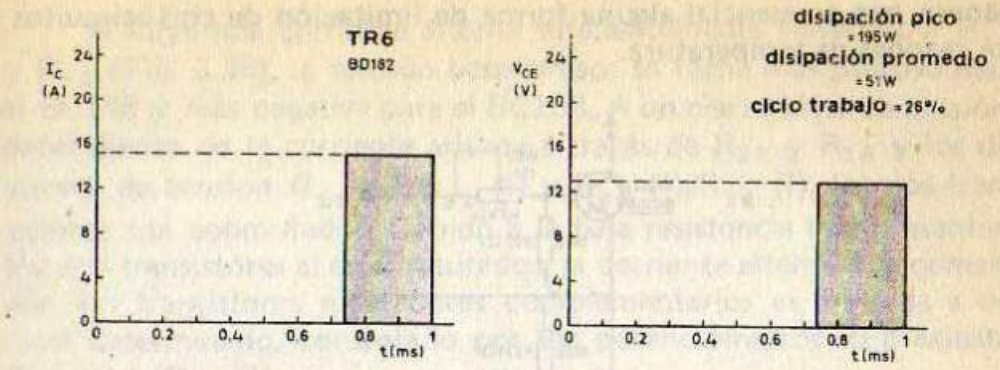


Fig. 3.40 (b). Condiciones de corto-circuito del amplificador de 25 watt sin protección.

Los cortocircuitos en los terminales de salida producen fuertes corrientes en los transistores de salida y del excitador complementario. El efecto inmediato del cortocircuito en sí, no presenta un problema. Aunque la realimentación queda anulada y una señal muy pequeña de entrada causará una gran sobrecarga, los transistores de salida tienen un margen enorme antes de que sus características sean excedidas. La fig. 3.40 muestra las condiciones de cortocircuito de los BD182, de las que pueden obtenerse los siguientes valores:

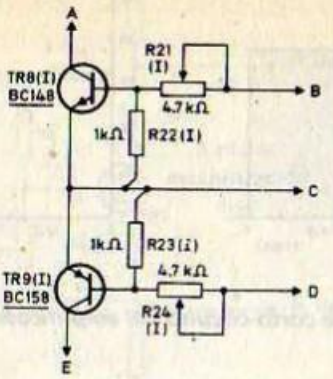
	TR5		TR6	
Corriente de colector pico	6	A	15	A
Tensión C—E pico	18	V	13	V
Ciclo trabajo	74	%	26	%
Disipación de potencia pico	108	W	195	W
Disipación de potencia promedio	80	W	51	W

Por lo tanto, TR_5 deberá tener una resistencia térmica total:

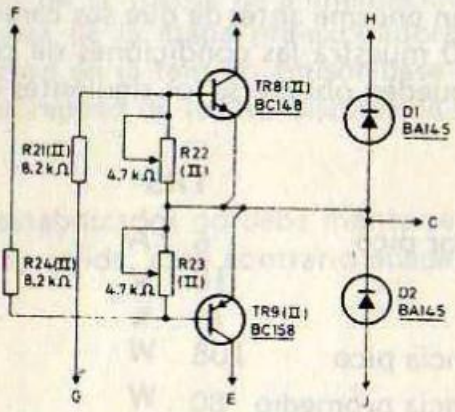
$$R_{t.tot} = \frac{T_j \text{ máx} - \text{Tamb}}{P_{prom}} = \frac{200 - 50}{80} = 1.9^\circ \text{ C/W}$$

Esto no puede realizarse, porque el transistor ya tiene una resistencia térmica entre la juntura y el encapsulado de 1,5° C/W, de

manera que es esencial alguna forma de limitación de cortocircuitos por razones de temperatura.



(a) Circuito de Protección I



(b) Circuito de protección II

Fig. 3.41. Protección contra corto-circuitos en el amplificador de 25 Watt.

En la Fig. 3.41 están representados dos circuitos de protección contra cortocircuitos. Las letras usadas para la indicación de conexiones corresponden al circuito de la Fig. 3.38. Considérese la Fig. 3.41 (a) donde se muestra el circuito protector 1. Este circuito emplea dos transistores: BC148 y BC158, los que normalmente están al corte.

Si fluye una corriente alterna suficientemente elevada por R_{17} y R_{18} (Fig. 3.38), la tensión base/emisor se torna más positiva para el BC148 y más negativa para el BC158. A un cierto nivel de tensión, dependiente de la corriente alterna a través de R_{17} y R_{18} y los divisores de tensión R_{21} (I)/R_{22} (I) y R_{23} (I)/R_{24} (I), los dos transistores son conmutados. Debido a la baja resistencia que presentan los dos transistores al estar saturados, la corriente alterna que comandan los transistores excitadores complementarios es limitada a un nivel determinado, controlado por los potenciómetros de preajuste R_{21} (I) y R_{24} (I).

Para seguridad adicional han sido intercalados dos fusibles de 1.6 Amper de acción rápida. Las condiciones para cortocircuito y sobrecarga de los transistores excitadores complementarios y de salida se observan en la Fig. 3.42, donde puede calcularse la disipación de los transistores de salida.

Corriente de fuente promedio	1.42 A
Tensión de alimentación regulada	48 V
Potencia de la fuente	68.16 W

P_{npn} excitador = 1,63 W
P_{pnp} excitador = 2,6 W
P_{npn} salida = 21 W
P_{npn} salida = 42 W

67,23 W

La disipación total es aproximadamente de 68 Watt, por lo que se requiere un disipador muy grande para este método de protección. Debido a la alta disipación bajo condición de cortocircuito, los resistores R_{17} y R_{18} deben ser del tipo de 10 Watt. Si no hay circuitos protectores estos resistores pueden ser de 2 Watt y el disipador para los transistores de salida debe ser de aluminio brillante de 4.5 x 4.5 cm. de superficie y de 2 mm. de espesor.

El circuito de protección contra cortocircuito II, que se ve en la Fig. 3.41 (b), es similar al usado para el amplificador de 20 W

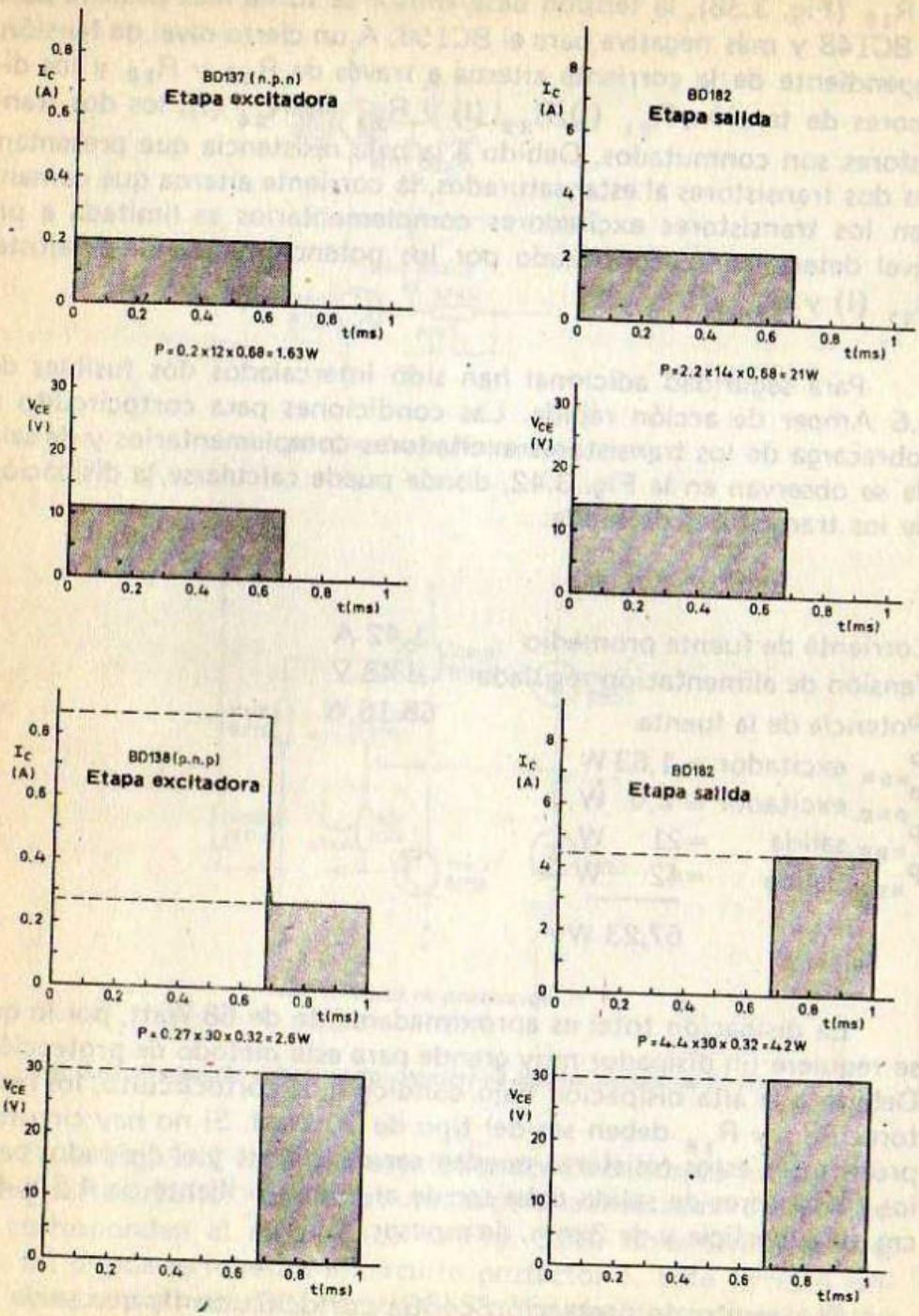


Fig. 3.42. Condiciones de corto-circuito con el circuito de protección I.

tratado anteriormente. Este circuito emplea transistores de encapsulado plástico BC148/BC158, requiriendo al mismo tiempo dos diodos BA145, pero no fusibles. Bajo condiciones normales de funcionamiento, los transistores también en este caso están al corte. Cuando la corriente de salida aumenta debido a un cortocircuito, los potenciales de las bases de los transistores excitadores complementarios cambian muy rápidamente con referencia a la tensión del punto medio V_A. A un determinado nivel los transistores protectores comienzan a actuar y la corriente alterna para los transistores excitadores y de salida fluye a través de los transistores de protección. El nivel con el que el circuito protector empieza a funcionar, se ajusta mediante los potenciómetros de preajuste R_{22} (II) y R_{23} (II).

Cuando los terminales de salida no están cortocircuitados, pero existe una condición de carga compleja y se presenta una fuerte sobrecarga, la corriente de salida se vuelve mayor que la máxima excursión senoidal y el circuito de protección conduce. Los transistores de salida y los excitadores quedan entonces polarizados inversamente, debido a la presencia de los transistores de protección y a la energía en la carga compleja. Si no se provee protección adicional pueden dañarse los transistores de salida y de excitación debido a la tensión inversa de ruptura. Para evitar ésto se conectan dos diodos BA145 polarizados inversamente a través de los transistores de salida.

Aunque el circuito II requiere dos diodos más que el circuito I, tiene la ventaja de que pueden usarse los mismos disipadores que en el amplificador no protegido, o sea 4.5 x 4.5 cm.

Los circuitos de protección contra cortocircuitos, se ajustan como sigue:

Circuito de protección I

a) Conéctese un resistor de 2 Ω, 50 W en los bornes de salida.
b) Aplíquese a la entrada una señal de 1000 Hz de suficiente amplitud como para producir una señal de 2 V de pico a través de R_{18} (≅ 4 A x 0.47 Ω), medida con osciloscopio.
c) Ajústese R_{24} (I) hasta que el recorte comience a los 1.9 V.
d) Repita (b) y (c) ajustando R_{21} (I) y midiendo a través de R_{17}.

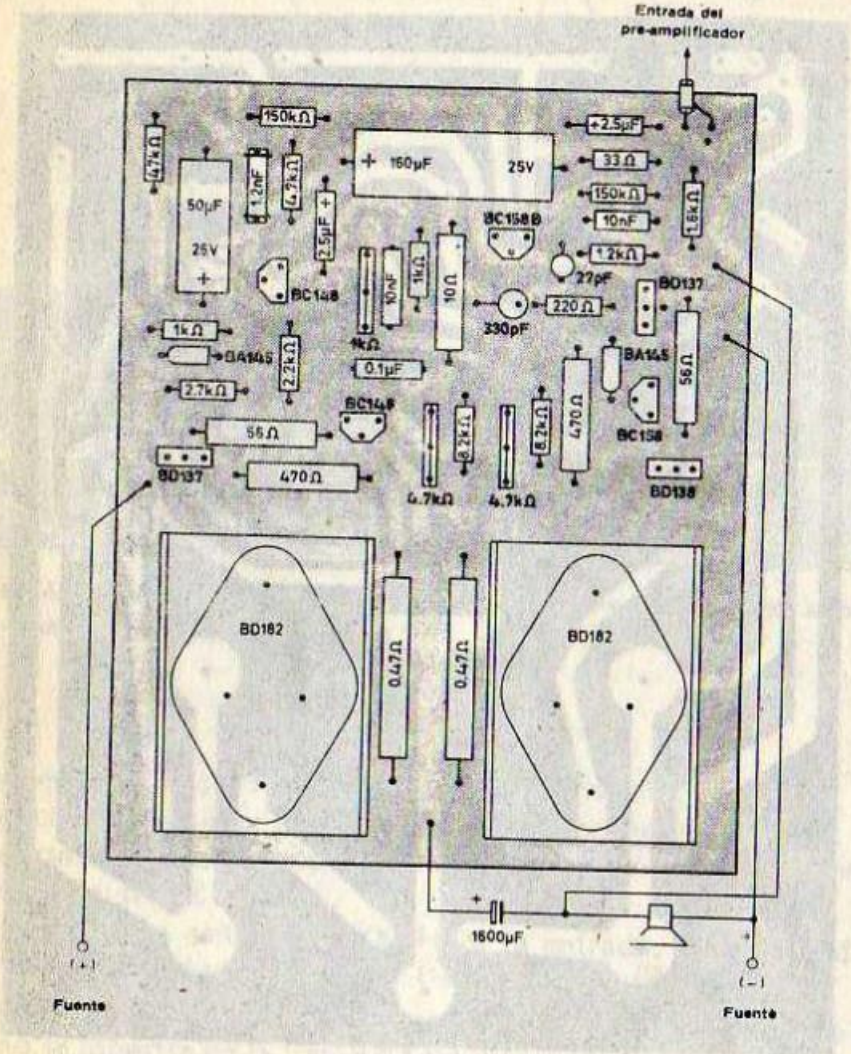


Fig. 3.45. Ubicación de los componentes sobre el circuito impreso del amplificador de veinticinco watts, con el circuito de protección II.

Las interconexiones entre este amplificador, la fuente de poder y el preamplificador universal han sido tratados en la sección 3.4. Los componentes del circuito protector II están incluidos en el circuito impreso y pueden observarse claramente en la fotografía del amplificador completo.

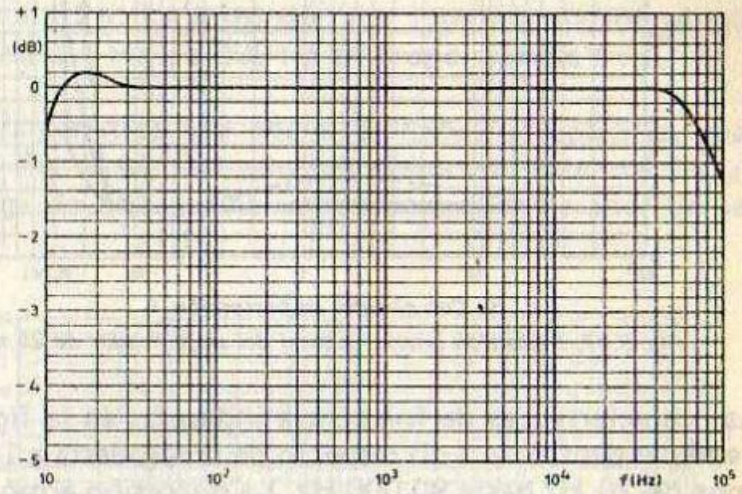
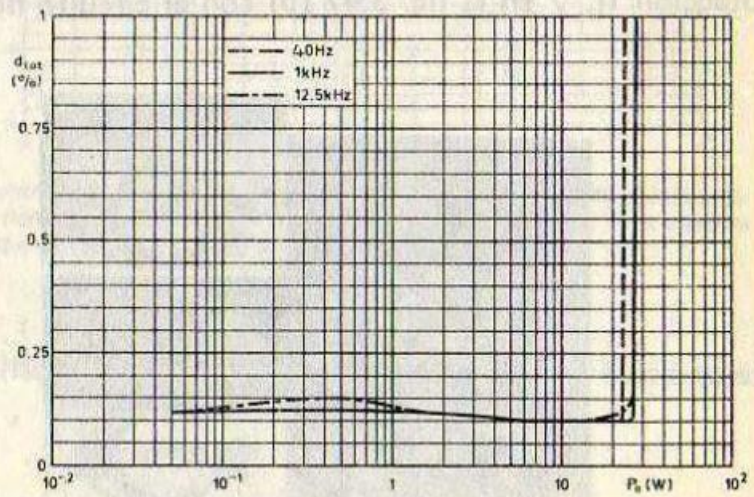
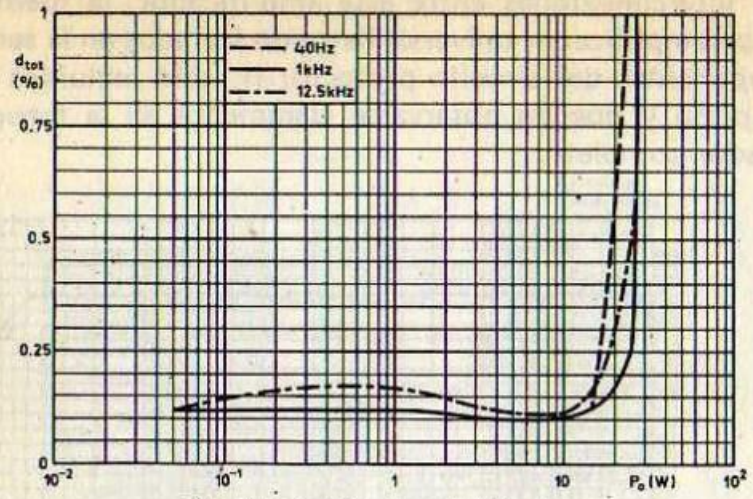


Fig. 3.46. Respuesta en frecuencia del amplificador HI - FI de veinticinco watt (0 dB = 6 dB debajo de 25 watt).



a) Sin circuito de protección o con circuito de protección II.

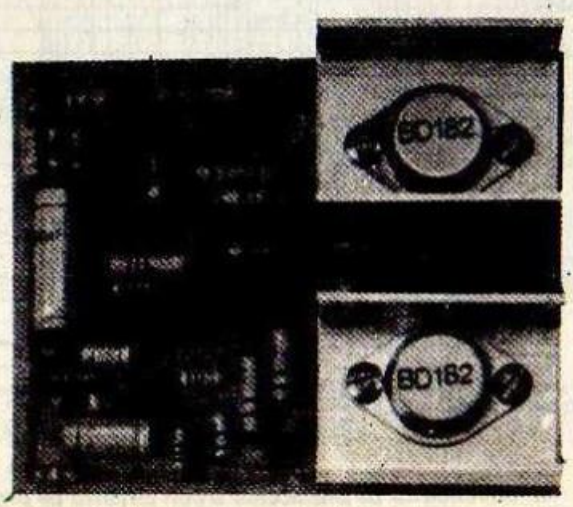
Fig. 3.47. Distorsión armónica total del amplificador de 25 watt.



b) Con circuito de protección I

Fig. 3.47. Distorsión armónica total del amplificador de 25 watt.

Las características de frecuencia indicadas en la fig. 3.46 están comprendidas dentro de 1 dB respecto de la respuesta a 1000 Hz, desde menos de 20 Hz hasta 90.000 Hz. La distorsión armónica total en función de la potencia de salida para las tres frecuencias: 40 Hz, 1000 Hz y 12.500 Hz, se observa en la fig. 3.47 (a) para un amplificador sin circuito de protección contra cortocircuitos o con el circuito de protección II, y en la fig. 3.47 (b) con el circuito de protección I.



Hasta una salida de 25 W la distorsión armónica total es aproximadamente del 0,1 % con distorsión por intermodulación al 0,6 % para amplificadores que no emplean circuito de protección o usan el circuito de protección II.

Si se usa el circuito de protección I, la distorsión por intermodulación sube a 1,2%. La distorsión por intermodulación se mide con frecuencias de 250 Hz y 8.000 Hz en proporción de 4 : 1.

Las características del ancho de banda de potencia, que se observan en la Fig. 3.48, son para una distorsión total del 1% utilizando una carga de 8 Ω y una impedancia de generador de señal de 1 KΩ.

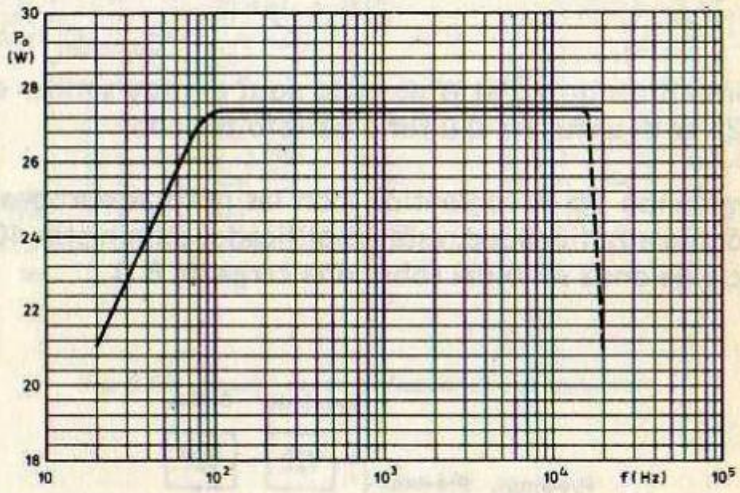


Fig. 3.48. Característica Potencia/ancho de banda del amplificador de veinticinco watt. Línea llena: sin circuito de protección. Línea punteada: con circuito de protección I.

3.6.5 Amplificador de 40 Watt de alta fidelidad con transistores de salida BD182

Especificación de características:

potencia de salida nominal ..... 40 W con carga 8 Ω

sensibilidad (1.000 Hz para P_o = 40 W)	440 mV
impedancia de entrada	150 KΩ
respuesta de frecuencia (-0.5 dB)	12 - 95.000 Hz
distorsión armónica total con P_o = 40 W ..	0.2%
distorsión por intermodulación con P_o = 40 W (medida con f_1 = 250 Hz y f_2 = 8 KHz) donde $V_{f1} : V_{f2} = 4 : 1$)	0.8%
relación señal/ruido (ref. P_o = 50 mW)	78 dB
resistencia interna en el zócalo de salida	0.05 Ω
factor de amortiguación con parlante 8 Ω ..	160
factor de realimentación de tensión	280
tensión de alimentación nominal	60 V
consumo de corriente con P_o = 40 W	1.1 A

El amplificador de 40 W descrito aquí es muy similar en su diseño al de 25 W descrito en el último párrafo tratado.

Cumpliendo en todo sentido con las normas europeas para reproducción de alta fidelidad, este amplificador suministra 40 W r.m.s. de potencia de onda senoidal sobre una carga de 8 Ω.

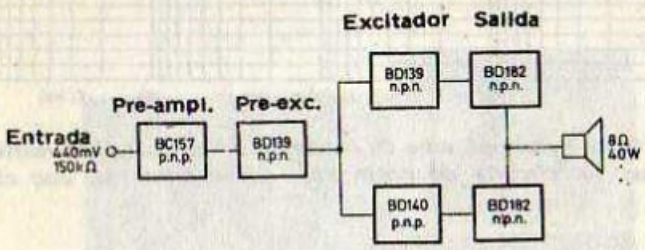


Fig. 3.49. Diagrama en bloques del amplificador HI - FI de cuarenta watt.

En este amplificador se han usado transistores de silicio en todas las etapas. En la de salida se emplean 2 transistores de potencia BD 182 en la configuración usual cuasi-complementaria single-ended "push-pull" clase B. Los transistores excitadores complementarios, no

obstante, son del tipo BD139/BD140, debido a la tensión de alimentación más alta (60 V). Un n-p-n tipo BD139 se usa para la etapa pre-excitadora en clase A, mientras que un p-n-p, BC157 opera como preamplificador y estabilizador de tensión del punto medio. La disposición general se aprecia en el diagrama de bloques de la fig. 3.49.

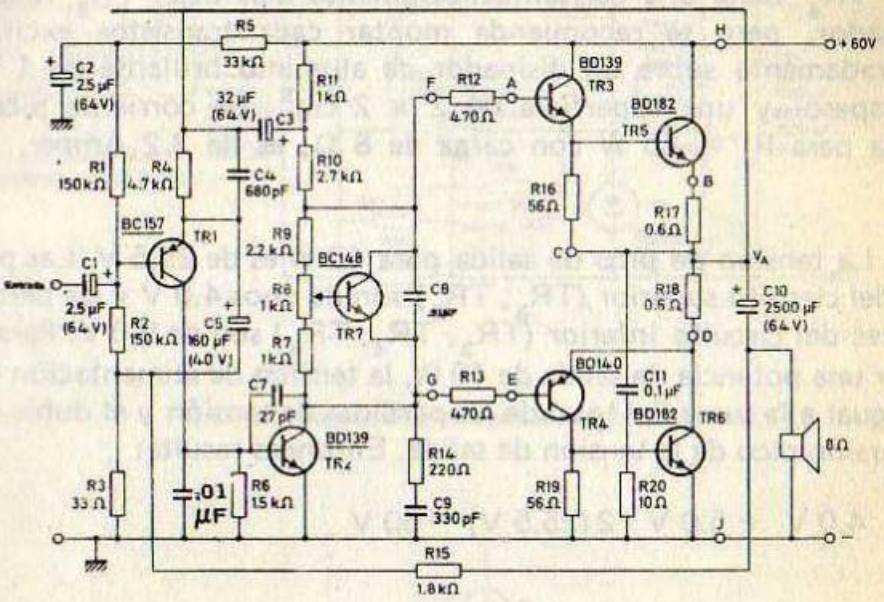


Fig. 3.50. Circuito del amplificador de cuarenta watt.

El circuito está dado en la fig. 3.50. En vista de las similitudes entre este amplificador y el de 25 W, no es necesaria una descripción detallada de su funcionamiento, pero algunos parámetros del circuito pueden ser de particular interés. La corriente de reposo de la etapa preamplificadora (TR_1) es de 0.4 mA y hay una realimentación aplicada que abarca todo el circuito, usándose un factor de realimentación de tensión de 280. La impedancia de entrada nuevamente es de 150 KΩ.

El transistor BD139 de la etapa pre-excitadora opera en clase A con una corriente de colector de 7.7 mA y no requiere disipador. Los transistores complementarios excitadores TR_3 y TR_4 actúan como inversores de fase. La corriente de reposo típica es unos

10 mA. En caso extremo, representado por un aumento del 10 % de la tensión de alimentación, transistores de ganancia mínima en la etapa de salida, una impedancia de carga externa 20 % más baja y excitados por una señal de amplitud $2/\pi$ veces la entrada de pico senoidal, la disipación de los transistores excitadores es de 840 mW. La corriente máxima que tiene que suministrar TR_3 es 209 mA; TR_4 tiene una corriente ligeramente más baja. TR_3 requiere disipador, pero se recomienda montar cada transistor excitador separadamente sobre un disipador de aluminio brillante de 1 mm. de espesor y una superficie de 2 x 2 cm^2. La corriente pico de salida para P_o = 40 W con carga de 8 Ω, es de 3.2 Amper.

La tensión de pico de salida para 40 W es de 25,5 V. Las pérdidas del circuito superior (TR_3, TR_5) son de unos 4.0 V y las pérdidas totales del circuito inferior (TR_2, TR_4, TR_6) son de 5.0 V. Para asegurar una potencia de salida de 40 W, la tensión de alimentación debe ser igual a la suma del total de las pérdidas de tensión y el doble de la excursión pico de la tensión de salida. Entonces resulta:

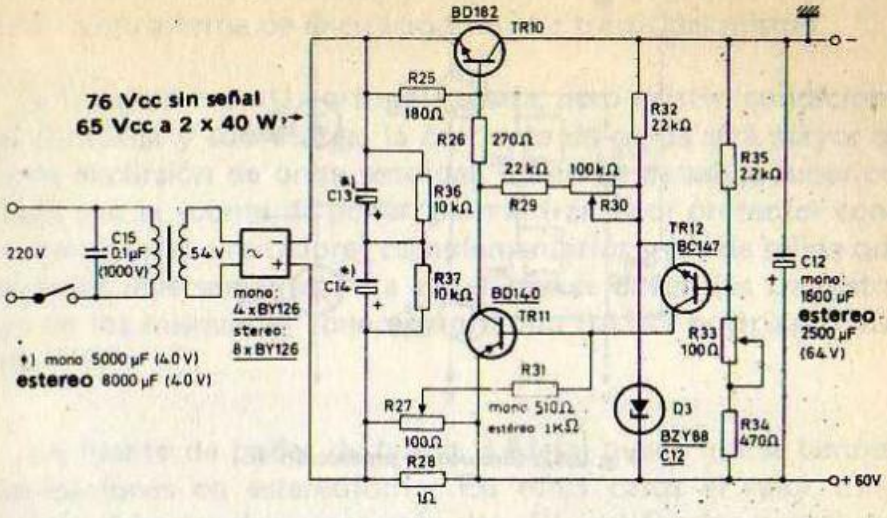
$$4.0\ V + 5.0\ V + 2\,(25.5\ V) = 60\ V$$

La tensión del punto medio es en consecuencia de 30 Volt.

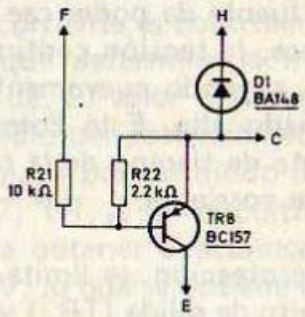
Para estabilizar las corrientes de reposo de los transistores excitadores complementarios y de los de salida contra las variaciones de la temperatura ambiente y de la alimentación, se ha usado el circuito descrito anteriormente para el amplificador de 25 Watt.

TR_7 es un transistor n-p-n BC148. Cada transistor de salida requiere un disipador de aluminio brillante de 2 mm. de espesor y una superficie de por lo menos 8 x 8 cm^2.

Se requieren circuitos de protección contra cortocircuitos para este amplificador, igual que para el amplificador de 25 W y por las mismas razones. En las figuras 3.51 y 3.52 se dan dos circuitos protectores. El de la fig. 3.51 consiste de dos partes: una fuente de poder regulada y un transistor adicional entre la base del transistor excitador TR_4 y el punto medio del amplificador.



(a) Fuente de alimentación regulada



(b) parte del circuito de protección I.

Fig. 3.51. Circuito de protección I.

El circuito de la fig. 3.52 es similar al empleado para el amplificador de 20 W y al circuito protector II del amplificador de 25 W. Si se usa una fuente de poder sin regular deben usarse transistores de salida BD183 en lugar de los BD182.

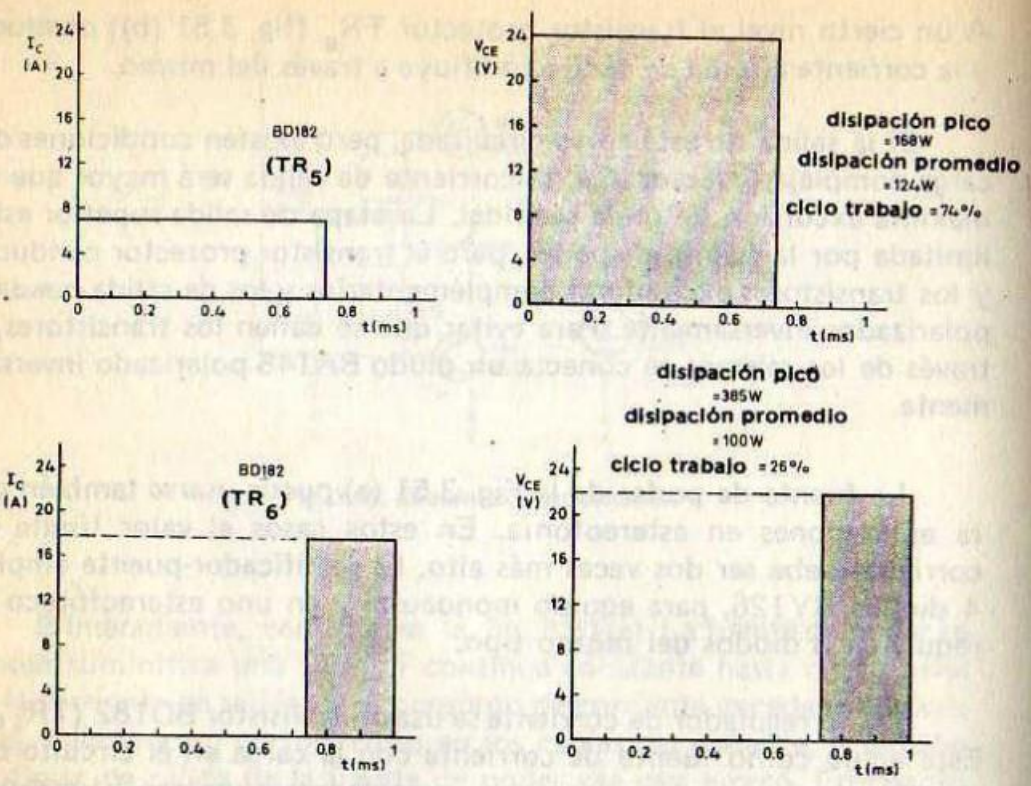
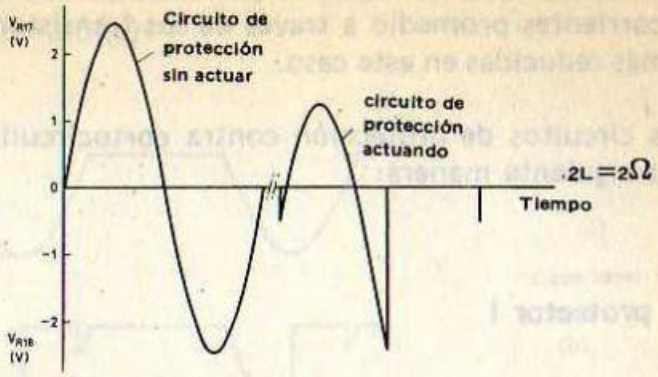
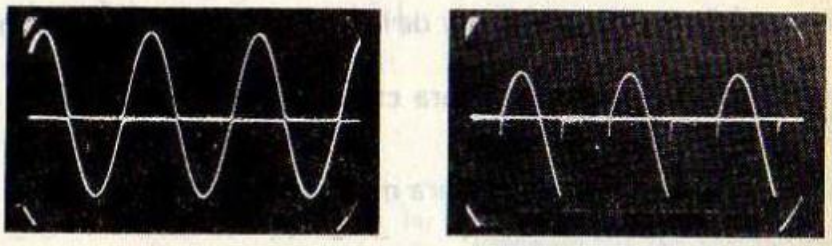


Fig. 3.53. Condiciones de corto-circuito en el amplificador de cuarenta watt sin protección.

miento del circuito de protección. A la izquierda de la fig. 3.54 (a) se aprecia la caída de tensión a través de R_{17} y R_{18}, sin funcionar el circuito de protección, cuando está conectada una impedancia de carga de 2 Ω. Bajo estas condiciones la corriente de pico es de 4.1 A. Con una corriente mayor comienza la protección y baja la tensión a través de R_{17} y R_{18}, según se observa a la derecha de la fig. 3.54 (a). El nivel al que empieza actuar la protección se ajusta por medio de los potenciómetros R_{22} y R_{23} en la fig. 3.52. Se menciona la condición de carga de 2 Ω, porque éste es el valor que debe usarse para el ajuste del circuito de protección.

La fig. 3.54 (b) muestra qué es lo que sucede bajo condiciones reales, si se conecta una impedancia de carga de 8 Ω. El lado izquierdo de la fig. 3.54 (b) indica la caída de tensión a través de R_{17} y R_{18} para una salida de 40 W y para recorte. El lado derecho de la fig. 3.54 (b) muestra el efecto producido por un cortocircuito para





Circuito sin actuar

Circuito actuando

Fig. 3.54 (a). Condición de corto-circuito para el circuito de protección II, con carga de 2 Ω.

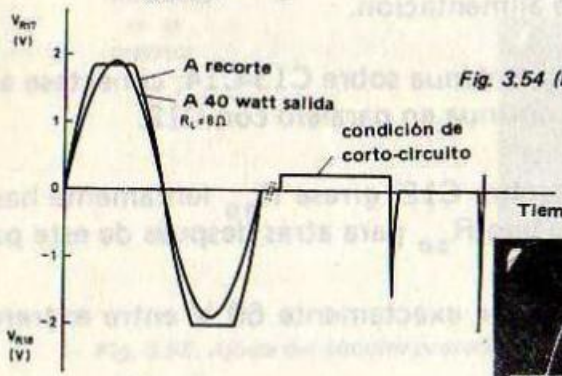
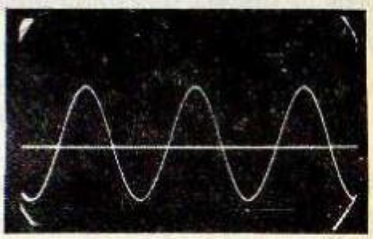
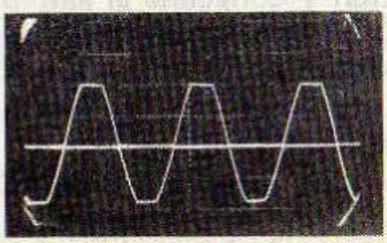


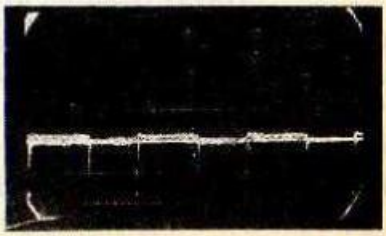
Fig. 3.54 (b): Condiciones de operación del circuito de protección II.



A 40 watt salida



A recorte



Condición de corto-circuito

una señal alterna de entrada correspondiente a la condición de recorte. Las corrientes promedio a través de los transistores de salida son mucho más reducidas en este caso.

Los circuitos de protección contra cortocircuitos están ajustados de la siguiente manera:

Circuito protector I

a) Desconéctese el amplificador de la fuente de alimentación regulada.

b) Conéctese un voltímetro para cte. continua sobre C13-C14 (rango de 100 V).

c) Ajústese el cursor de R_{30} para máximo valor resistivo.

d) Ajústese el cursor de R_{27} al extremo de su recorrido correspondiente al emisor de TR_{11}.

e) Conéctese la fuente de alimentación.

f) Si aparece una tensión contínua sobre C13-C14, conéctese el voltímetro para corriente continua en paralelo con C12.

g) Si no hubiera tensión sobre C12, gírese R_{30} lentamente hasta obtener unos 60 V. No se gire R_{30} para atrás después de este paso.

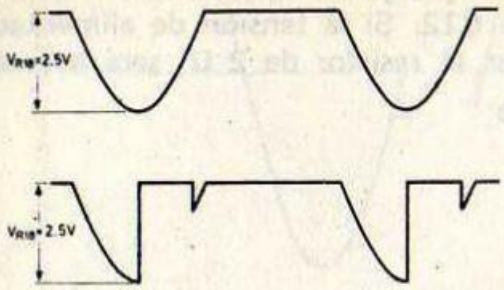
h) Ajústese R_{30} para obtener exactamente 60 V entre extremos de C12.

i) Apáguese la fuente de alimentación y conéctese el amplificador. Conéctese un resistor de 2 Ω (40 W) en la salida, o dos resistores si se trata de una instalación estereofónica.

j) Conéctese un osciloscopio a través de R_{18}.

k) Inyecte una señal de 1.000 Hz a la entrada del amplificador de una amplitud suficiente para producir una tensión de pico de 2.5 V

sobre R_{18} (aproximadamente 4.1 A de corriente pico). El resultado se ve en la fig. 3.55 (a).



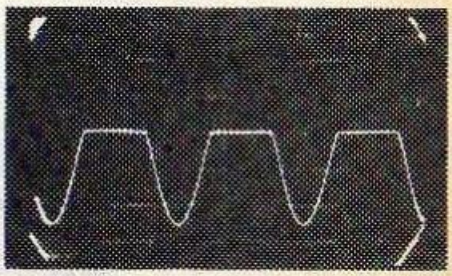
(a)

Caso ideal

(b)

Oscilogramas obtenidos en la práctica

(a)



(b)

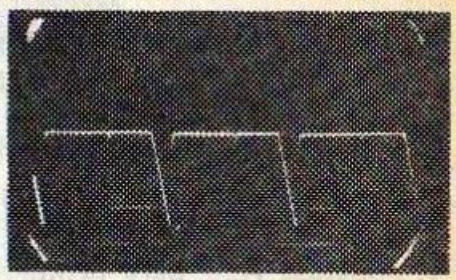


Fig. 3.55. Ajuste del circuito protección de corto-circuitos I.

l) Auméntese la tensión de la señal de entrada. El osciloscopio ahora deberá mostrar una forma de onda similar al de la Fig. 3.55 (b), indicando que el circuito de protección actúa. En caso de estereofonía, ambos canales deben comportarse en igual forma.

m) Redúzcase la entrada para obtener la señal mostrada en la fig. 3.55 (a).

n) Ajústese con R_{27} el nivel de corriente máximo justo antes del pun-

to donde la protección de la fuente de alimentación empieza a actuar, es decir, cuando el trazo de la fig. 3.55 (a) cambia al de la fig. 3.55 (b).

o) Contrólese la fuente de alimentación nuevamente, shuntando C12 con un resistor de 2 Ohm y dejando conectado el voltímetro de corriente continua sobre C12. Si la tensión de alimentación no llega a aparecer al quitar el resistor de 2 Ω, será necesario un pequeño reajuste de R_{30}.

Circuito protector II

a) Colóquense los potenciómetros R_{22} y R_{23} en posición media.

b) Conéctese un resistor de 2 Ω (40 W) en la salida del amplificador.

c) Conéctese un osciloscopio sobre el resistor R_{17}. Si el osciloscopio es un instrumento de doble haz, su segunda entrada puede conectarse sobre R_{18}.

d) Inyéctese una señal de entrada de 1.000 Hz de amplitud suficiente para producir una señal de 2.4 V pico a través de R_{17};

e) Ajústese R_{23} para producir el recorte de la forma de onda a 2.4 V según se observa en la fig. 3.56 (a).

f) Ajústese R_{22} para producir una forma de onda similar a la que se aprecia en la fig. 3.56 (b), medida sobre R_{18}. Esto indica que el circuito protector ha empezado a actuar.

Las características de frecuencia indicadas en la fig. 3.57, se encuentran dentro de 0,5 dB respecto de la respuesta a 1000 Hz desde menos de 15 Hz hasta 95.000 Hz. La distorsión armónica total en función de la potencia de salida para tres frecuencias: 40 Hz, 1.000 Hz y 12.500 Hz se observa en la Fig. 3.58. Estas curvas son válidas para amplificadores con o sin circuitos de protección incorporados, no excediendo la distorsión armónica de 0.2 % a 40 W. La distor-

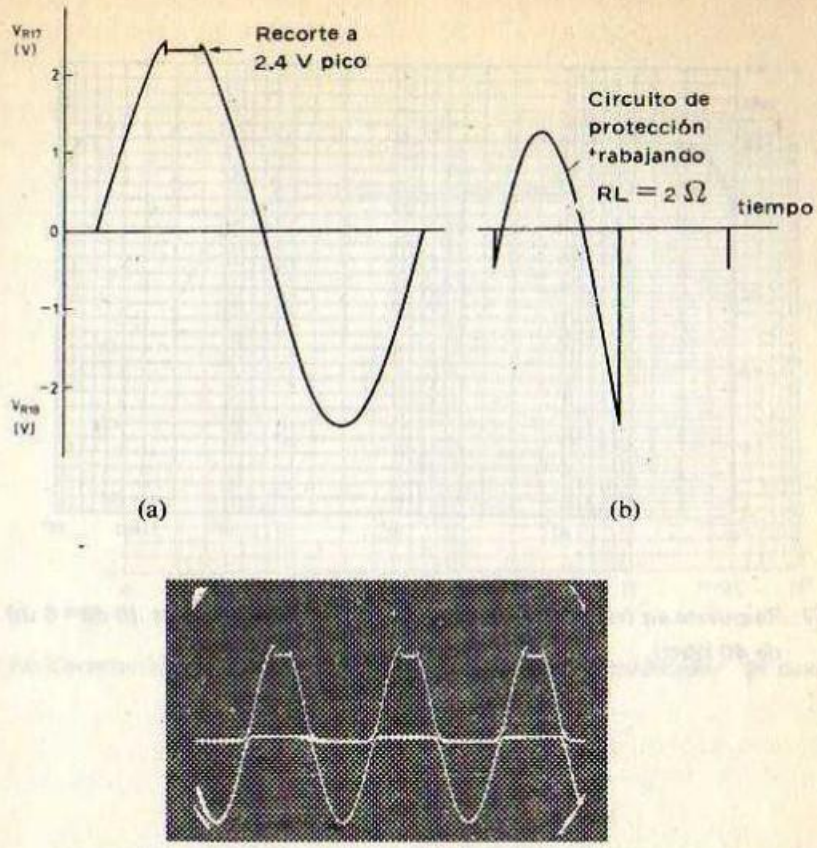


Fig. 3.56. Ajuste del circuito de protección II.

sión por intermodulación es de 0.8 % para máxima potencia de salida, medida con frecuencias de 250 Hz y 8.000 Hz en relación de 4 : 1. Las características del ancho de banda de potencia están dadas en la fig. 3.59, para una distorsión total del 1 %, con carga de 8 Ω e impedancia de generador de 1 KΩ.

La fig. 3.60 ilustra la plaqueta del circuito impreso para el amplificador de 40 W y la distribución de los componentes se ve en la fig. 3.61. Las interconexiones entre el amplificador, la fuente de poder y el preamplificador universal son muy importantes y por eso deben seguirse cuidadosamente las recomendaciones hechas en el párrafo 3.4 para evitar inestabilidad eléctrica.

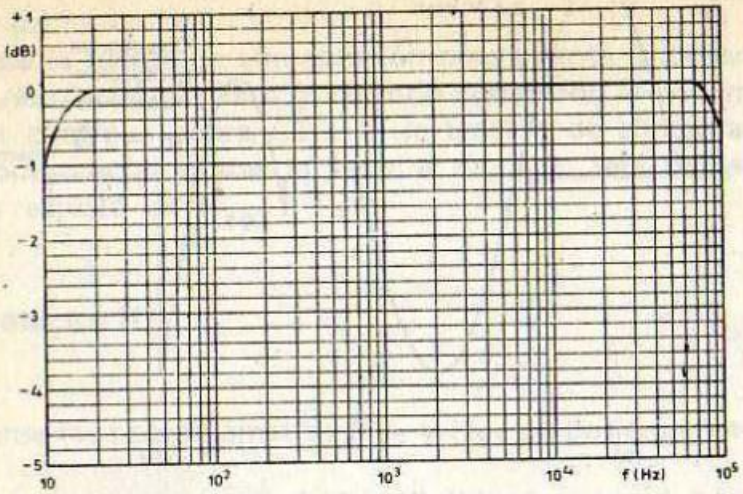


Fig. 3.57. Respuesta en frecuencia del amplificador de cuarenta watt .(0 dB= 6 dB debajo de 40 Watt).

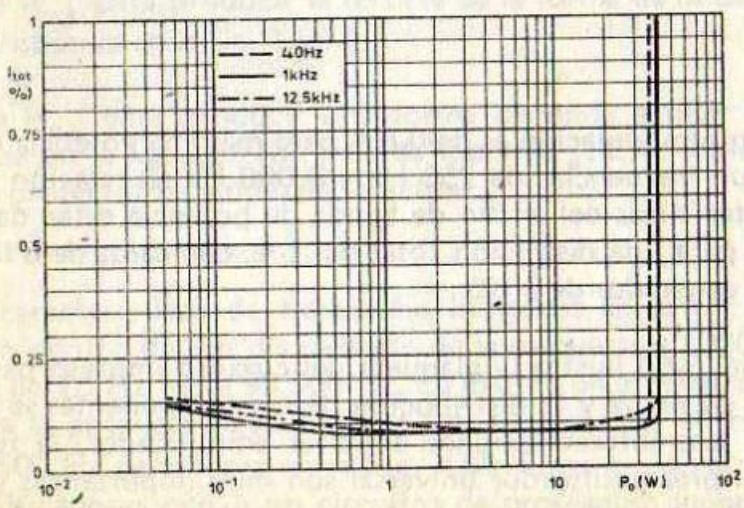


Fig. 3.58. Distorsión armónica total del amplificador de cuarenta watt.

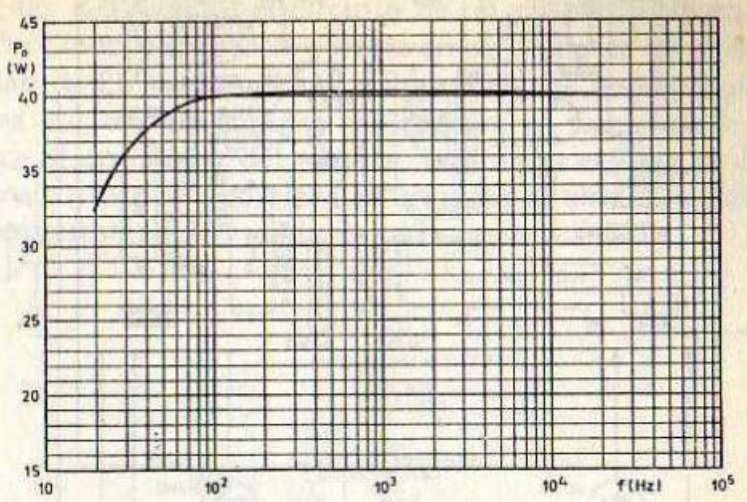


Fig. 3.59. Características potencia/ancho de banda del amplificador de cuarenta watt.

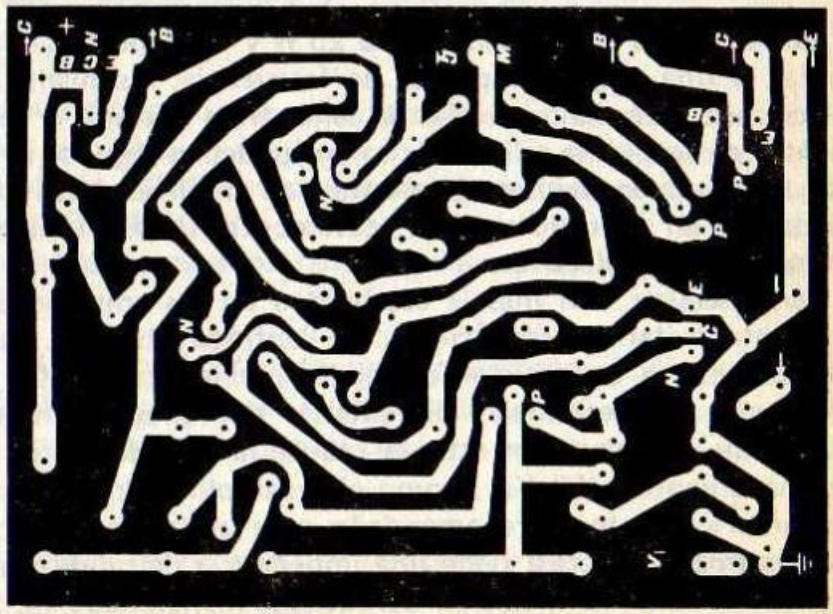


Fig. 3.60. Circuito impreso del amplificador de cuarenta watt.

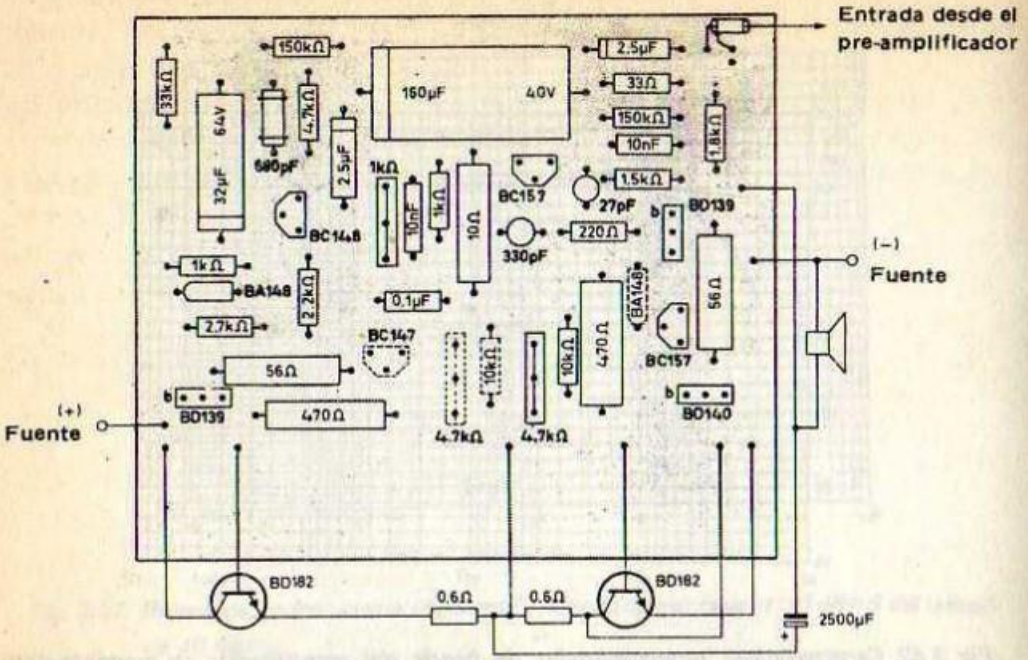


Fig. 3.61. Disposición de los componentes sobre el circuito impreso del amplificador de cuarenta watt empleando el circuito de protección I. En líneas de puntos se indican los componentes que se deben agregar si se usa el circuito de protección II.

Los circuitos amplificadores de 25 W y 40 W poseen alta ganancia total, y una amplia respuesta de frecuencia. Asimismo, existen en el circuito muy bajos niveles de señal en la entrada, y muy altas corrientes de señal a la salida. Por lo tanto, deben seguirse cuidadosamente las recomendaciones de montaje de amplificadores de potencia dadas en un capítulo anterior, caso contrario los circuitos presentarán inestabilidad eléctrica.

Para asegurar aún más la estabilidad de los amplificadores, es conveniente evitar la condición de "entrada abierta". Para ello, puede conectarse un resistor de mediano valor (p. ej. 100 KΩ) en paralelo con los terminales de entrada del circuito impreso del amplificador. Si bien con esto se reduce la impedancia de entrada aproximadamente a 60 KΩ, como el preamplificador universal descripto anteriormente (y recomendado para utilizar en combinación con estos amplificadores) tiene una impedancia de salida mucho menor, prácticamente la inclusión del resistor mencionado no altera el rendimiento general del conjunto.

3.6.6 Indicador de sobrecarga para amplificadores de 25 W y 40 W

En la fig. 3.62 vemos el circuito de un simple indicador de sobrecarga apropiado para usarse con los amplificadores de potencia de alta fidelidad de 25 W y de 40 W. Este indicador de sobrecarga está ideado para su uso en equipos estereofónicos haciendo encender una lámpara al comienzo del recorte, indicando así que se está por producir una distorsión audible. Las entradas al circuito están tomadas desde los terminales de salida de cada amplificador.

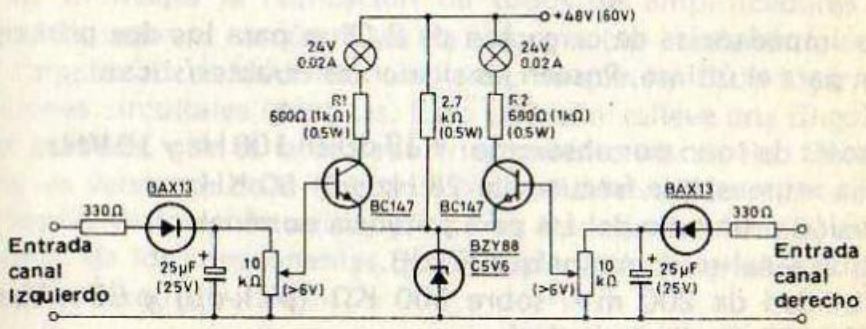


Fig. 3.62. Circuito indicador de sobrecarga para los amplificadores de veinticinco y cuarenta watt.

Las señales de audio son rectificadas por los diodos BAX13 desarrollándose una tensión continua a través de cada potenciómetro. Los transistores BC147 normalmente se mantienen abiertos por el diodo Zener BZY88-C5V6, pero en cuanto la tensión de base excede los 6 V los transistores empiezan a conducir y las lámparas encienden.

Para el ajuste se conecta un osciloscopio sobre cada par de terminales de entrada y con una señal de entrada musical, los potenciómetros se ajustan para que las lámparas enciendan al comienzo del recorte.

Los valores de R_1 y R_2, y también la tensión de alimentación indicada entre paréntesis, se aplican cuando el circuito se usa con un equipo estereofónico de 40 + 40 W.

3.7 CONSTRUCCION DE AMPLIFICADORES ESTEREOFONICOS TRANSISTORIZADOS DE 3 - 6 - 9 - WATT

3.7.1 Especificaciones

Describiremos primeramente tres amplificadores transistorizados de simetría complementaria para 3 Watt, 6 Watt y 9 Watt en versiones monofónica y estereofónica.

Sus impedancias de carga son de 8 Ohm para los dos primeros y 4 Ohm para el último. Poseen las siguientes características:

* Controles de tono por absorción: +17 dB en 100 Hz y 10 KHz.
* Amplia respuesta de frecuencia: 28 Hz —> 50 KHz.
* Distorsión promedio del 1% para potencia nominal.
* Relación señal-ruido mejor que 60 dB.
* Sensibilidad de 200 mV. sobre 500 KΩ (pick-up) y 85 mV. sobre 230 KΩ (radio-grabador).
* Transistores BC148/149 en el preamplificador.

* AC128 en el excitador.

* AD161/AD162, AC187/01, AC188/01 en el amplificador de potencia.

El montaje se realizó en una única plaqueta impresa para sus tres versiones.

3.7.2. Descripción.

A continuación se detallan los circuitos que pueden verse en las Figs. 3.63, 3.64 y 3.65.

Como objetivo fundamental se ha impuesto, el lograr equipos de alta calidad, no perdiendo de vista los factores económicos del mercado doméstico.

Se ha tenido especial cuidado en dotar a los equipos de las máximas garantías en lo que hace a la constancia de las características eléctricas, operación de todos los elementos en condiciones conservativas de funcionamiento, solución integral de problemas de ajuste, armado y utilización de componentes de alta confiabilidad.

Con la finalidad de aumentar la versatilidad y economía se ha unificado la realización de todos los amplificadores en una plaqueta impresa común. Esto ha sido posible mediante la adopción de características eléctricas similares, lo que ha dado lugar a distribuciones circuitales idénticas. Esto pone en relieve una singular ventaja práctica, que es la de reducir al mínimo los stocks. De esta manera las versiones de 6 Watt y 9 Watt se diferencian de las de 3 Watt en los transistores de salida, y los tres tipos entre sí en los valores de algunos de los componentes que atienden a la polarización de las etapas excitadora y final.

Se ha limitado a seis el número total de transistores por canal, pero el uso de transistores de silicio —técnica planar epitaxial y de cubierta plástica— de alta ganancia ha permitido lograr un adecuado compromiso de características:

* Respuesta de frecuencia extendida.
* Amplio rango de acción en los controles de tono.
* Adecuadas cifras de sensibilidad.
* Baja distorsión armónica.
* Elevada relación señal-ruido.
* Elevada estabilidad de funcionamiento.

3.7.3 Descripción general de los amplificadores. Descripción y consideraciones de proyecto.

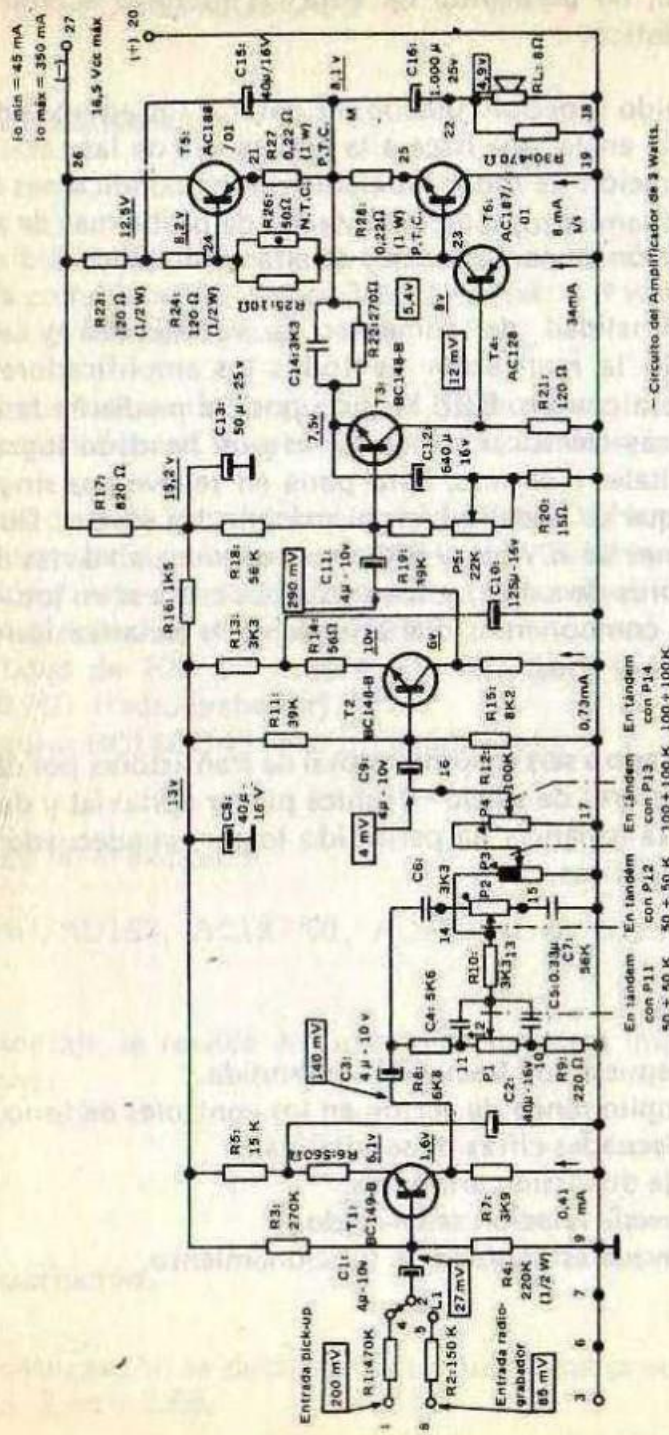
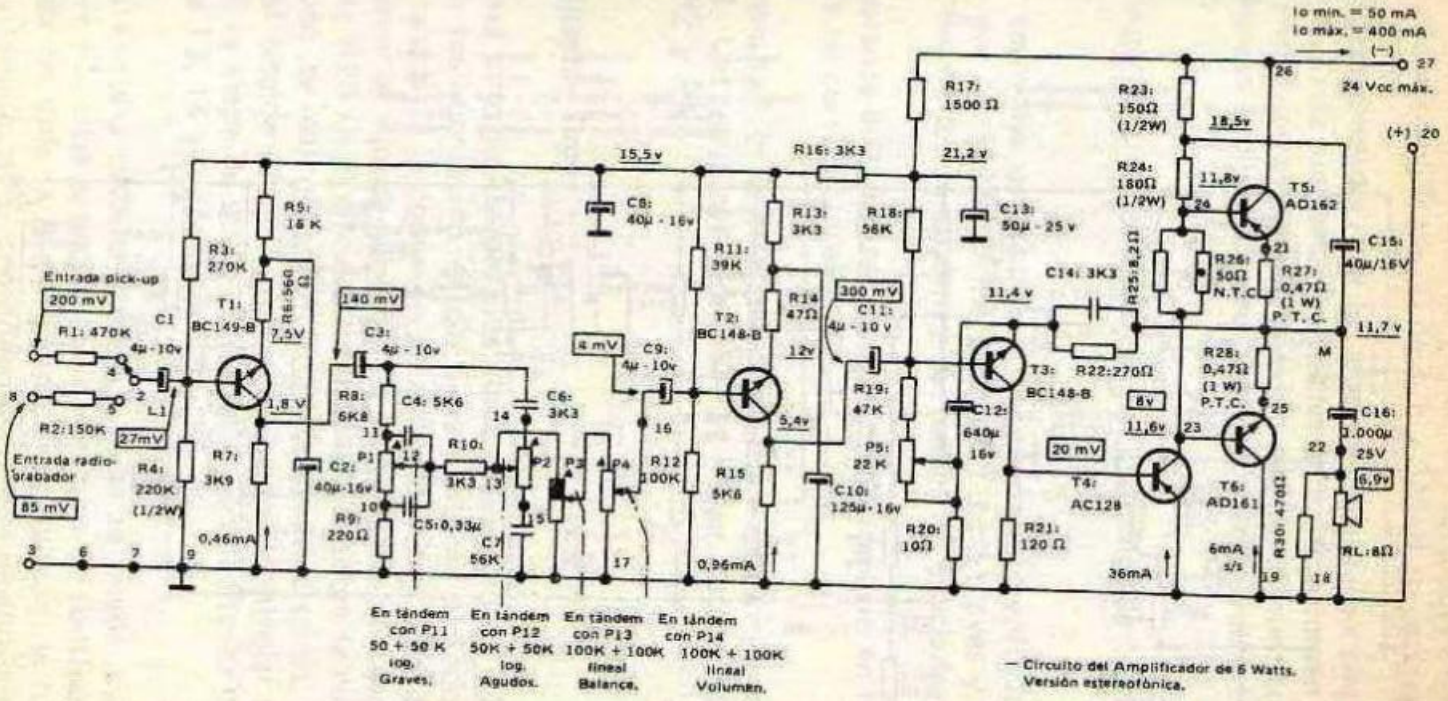


Fig. 3.63 Circuito del Amplificador de 3 Watt Versión estereofónica.



— Circuito del Amplificador de 6 Watts. Versión estereofónica.

Fig. 3.64 Circuito del Amplificador de 6 Watt. Versión estereofónica.

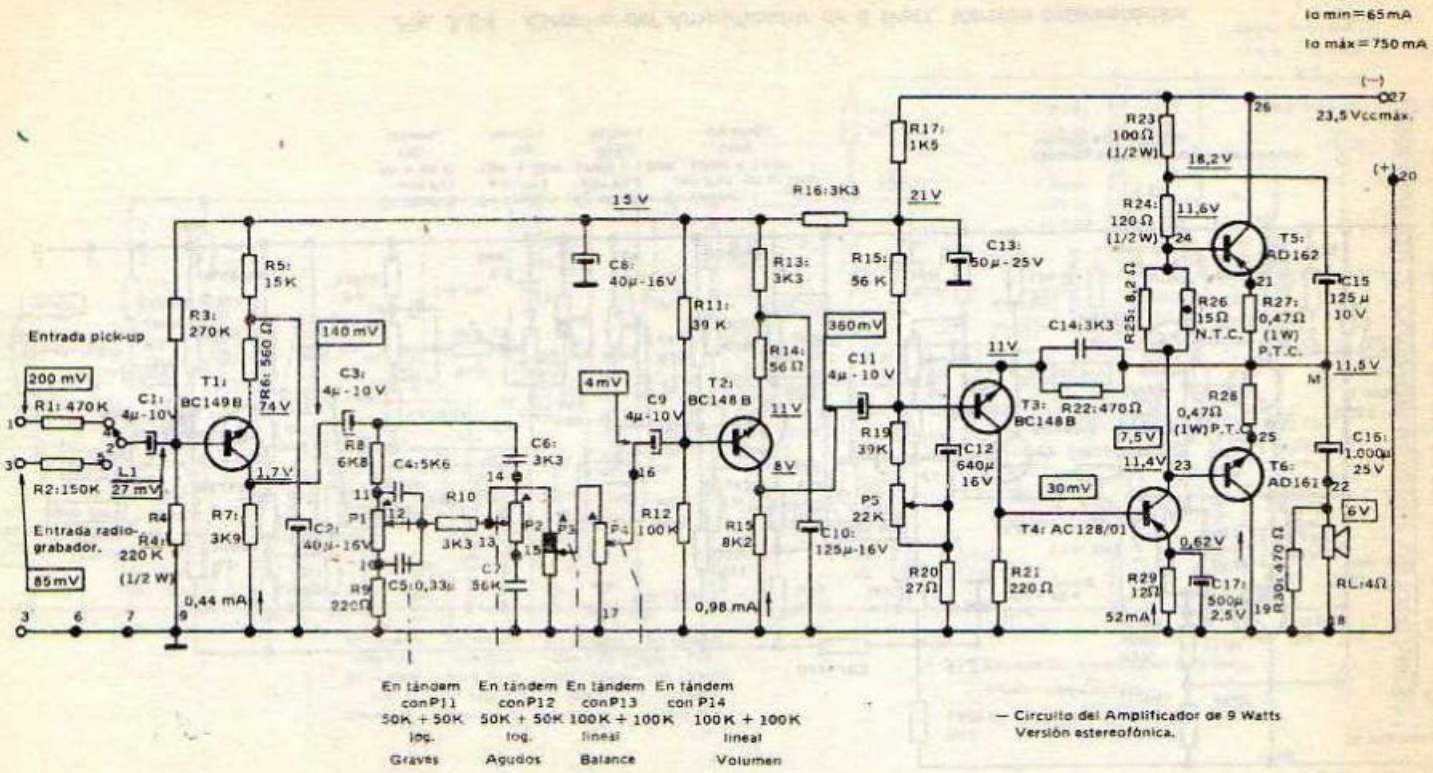


Fig. 3-65. Circuito del Amplificador de 9 Watt. Versión estereofónica.

En las figs. 3.63, 3.64 y 3.65 se representan los circuitos completos de los amplificadores de 3, 6 y 9 Watt respectivamente.

Preamplificador: Se incorporan dos etapas amplificadoras (T1 y T2), llave de funciones, controles de tono, volumen y balance. Ambos transistores están en conexión emisor común, con fuertes realimentaciones individuales de corriente a través de las resistencias R6 y R14.

Entre T1 y T2 se incluyen los controles de tono, balance y volumen.

a) Los controles de tono para la versión estereofónica están constituidos por los potenciómetros P1-P11 para graves y P2-P12 para agudos, montados en tandem y sus mallas RC asociadas.

b) El balance está realizado por el potenciómetro en tandem P3-P13, de pista en cortocircuito.

c) El volumen es controlado mediante el potenciómetro en tandem P4-P14. Las versiones monofónicas llevan potenciómetros simples: P1 y P2 y P4.

Amplificador final

Está constituido por una etapa preexcitadora T3 que cierra un lazo de realimentación de continua y alterna de todo el circuito de salida, gracias a la conexión paralelo de R22 y C14 desde el punto M —potencial fijo de continua de los emisores de salida— hasta la resistencia R20 en el circuito de base de T3 sobre la cual se desarrolla la tensión de realimentación proveniente de la salida. La disposición circuital elegida permite al mismo tiempo controlar la polarización de toda la etapa de salida mediante el acoplamiento directo existente entre T3, T4 y las bases de T5 y T6.

El ajuste a recorte parejo de señal se puede realizar mediante el preset P5. Esta enérgica realimentación de continua y alterna establecida en toda la etapa garantiza estabilidad de funcionamiento frente a tolerancias de componentes, lo que posibilita más constancia en las características.

Le sigue una etapa excitadora de potencia, constituida por el transistor T4, polarizado en clase A. La carga en alterna está constituída por los circuitos base emisor de los transistores T5 y T6.

Por último, la etapa de potencia está formada por un par de transistores complementarios, en conexión "single-ended" —clase B— montados como seguidores emisivos para las frecuencias de la señal.

La polarización continua se realiza mediante las resistencias R25-R26. Como R26 es un NTC, actúa junto con R27-R28 para proveer mayor estabilidad térmica al par de transistores de salida.

El capacitor C16 aisla al parlante de la corriente continua y por otro lado actúa como fuente para T6. El capacitor C15 actúa como "boot-strap", permitiendo un mayor aprovechamiento de la potencia de excitación.

Fuentes de alimentación

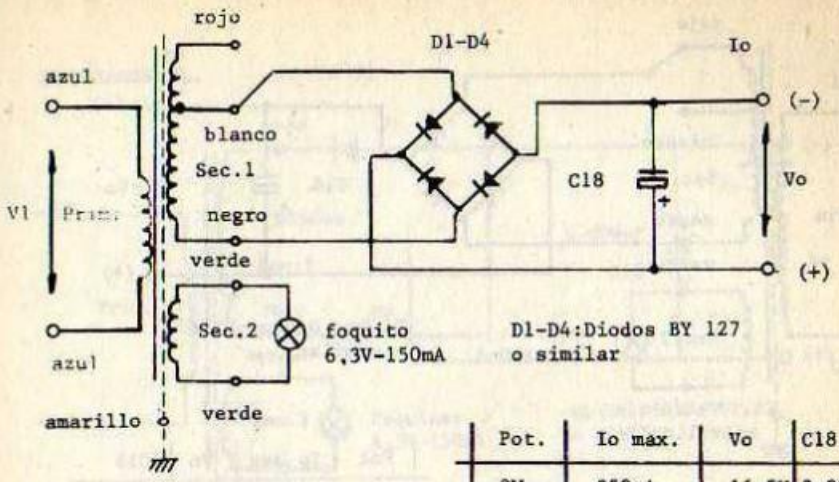
Las fuentes de alimentación realizadas mediante un circuito puente convencional se representan en las figs. 3.66, 3.67 y 3.68, en todas sus versiones. En la Tabla No. 3.7.1. se proporcionan datos constructivos para trasformadores con materiales usuales de plaza.

Con la finalidad de obtener la mayor potencia posible del amplificador, en condiciones seguras de funcionamiento, se ha optimizado el diseño del trasformador para obtener la mejor regulación posible, dentro del menor costo y tamaño.

Es sabido que en condiciones reales de funcionamiento, un amplificador está sometido a la máxima potencia sólo en los picos de señal, por lo cual, será necesario tener en cuenta la regulación de la fuente para condiciones de operación dinámica y no en régimen sinusoidal permanente, ya que tal condición de trabajo sólo se exige en el banco de prueba. Por lo tanto las cifras de regulación que muchas

(3 + 3 W)

ESTEREOFONICO



Pot.	Io max.	Vo	C18
3W	350mA	16,5V	2.000uF
3+3W	620mA	16,5V	4.000uF

MONOFONICO

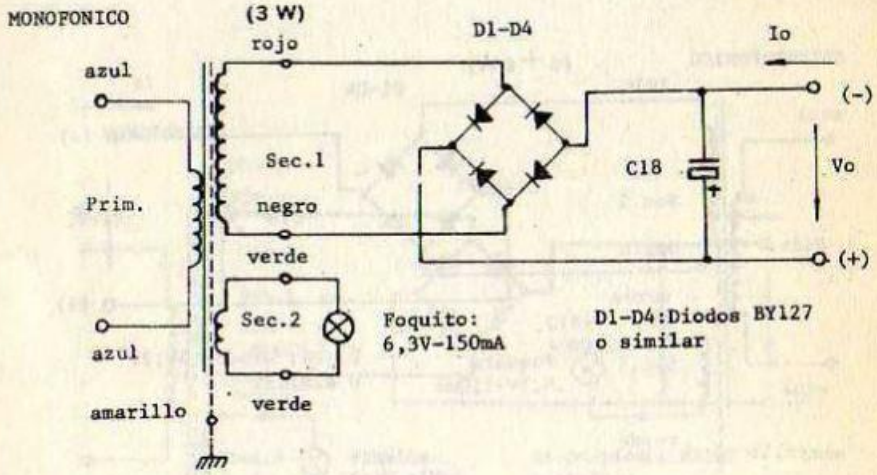
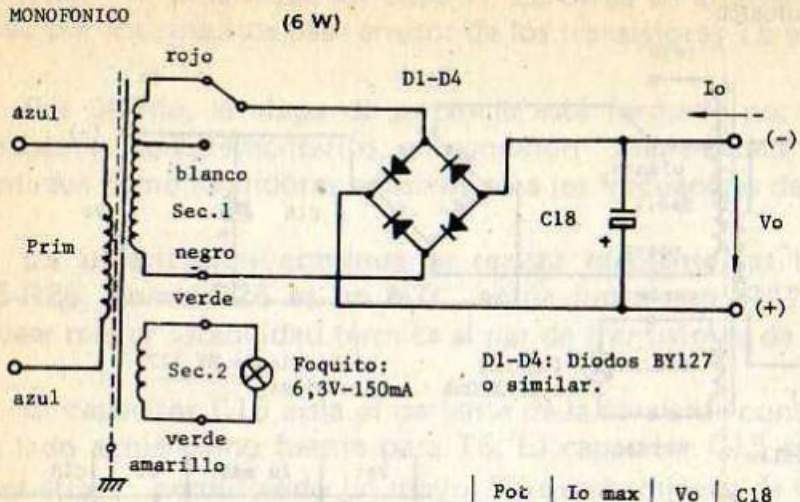


Fig. 3.66



Pot	Io max	Vo	C18
6W	400mA	24V	4.000uF
6+6W	850mA	24V	6.000uF

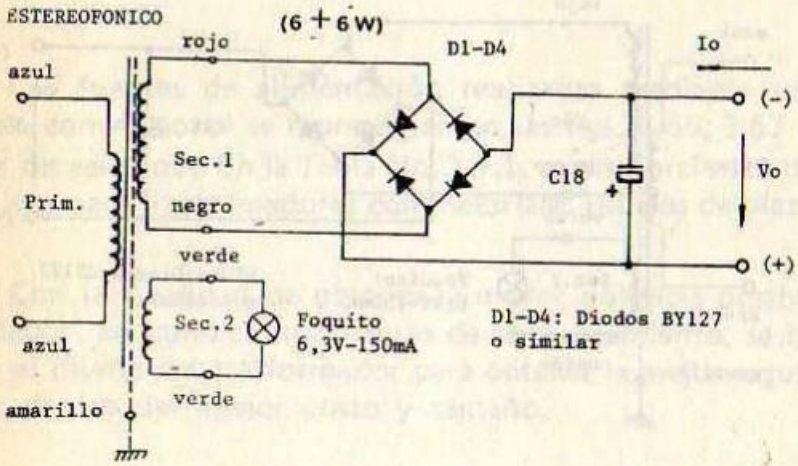
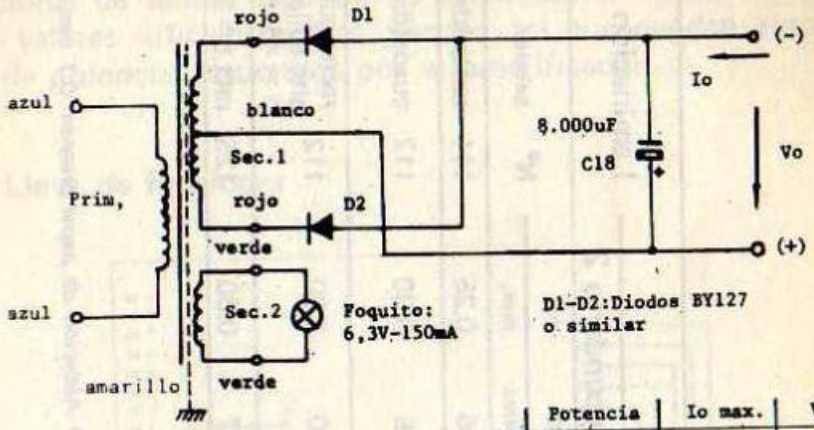


Fig. 3.67

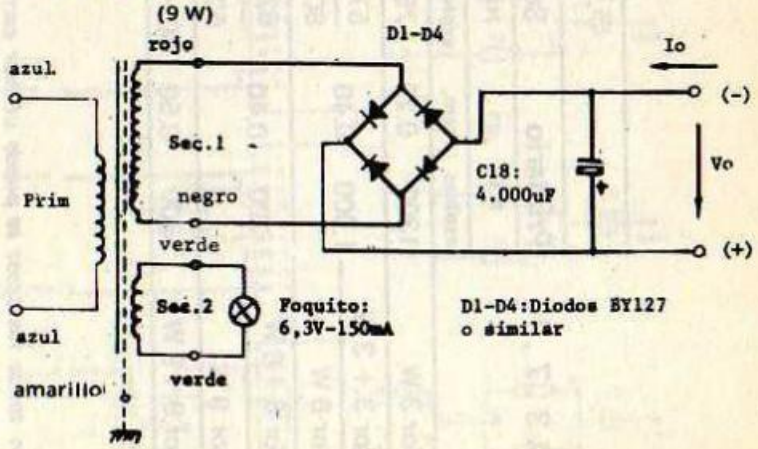
ESTEREOFONICO (9 +9 W)



D1-D2:Diodos BY127
o similar

Potencia	Io max.	Vo
9+9 W	1,5 A	23,5V
9 W	0,75A	23,5V

MONOFONICO (9 W)



D1-D4:Diodos BY127
o similar

Fig. 3.68

TABLA 3 . 7 . 1

	BOBINADOS						Laminación		C
	Primario		Secundario 1		Secundario 2				
	N1	d1	N2	d2	N3	d3			
	espiras	mm.	espiras	mm.	espiras	mm.	N°	Sección	μF
Amplificador 3 W	1300	0.25	75	1.00	36	0.25	111	cuadrada	2.000
Amplificador 3 + 3 W	1.000	0.40	57	1.25	28	0.30	112	cuadrada	4.000
Amplificador 6 W			80	1.25					
Amplificador 6 +6 W	700	0.40	62	1.25	20	0.30	112	rectangular alto apilado: b = 46 mm.	6.000
Amplificador 9 W			62	1.25					4.000
Amplificador 9 +9 W	600	0.50	50+50	1.50	17	0.30	125	rect.b= 60 mm	8.000

Notas: 1) En todos los casos se puede utilizar carrete plástico comercial. 2) Aislación de papel prespan: 0.1 mm cada 2 capas del primario; tres capas de 0.1 mm. entre primario y secundarios.

veces se pretenden, tal como 1 % para fuentes reguladas electrónicamente, carece de sentido práctico, con mayor razón si se tiene en cuenta el costo al cual se consigue.

Puesto que la regulación de fuente está dada por la impedancia operacional de salida, dependiente del capacitor del filtro, se han elegido valores suficientemente grandes, tal que puedan absorber los picos de potencia requeridos por el amplificador.

3.7.4 Llave de funciones

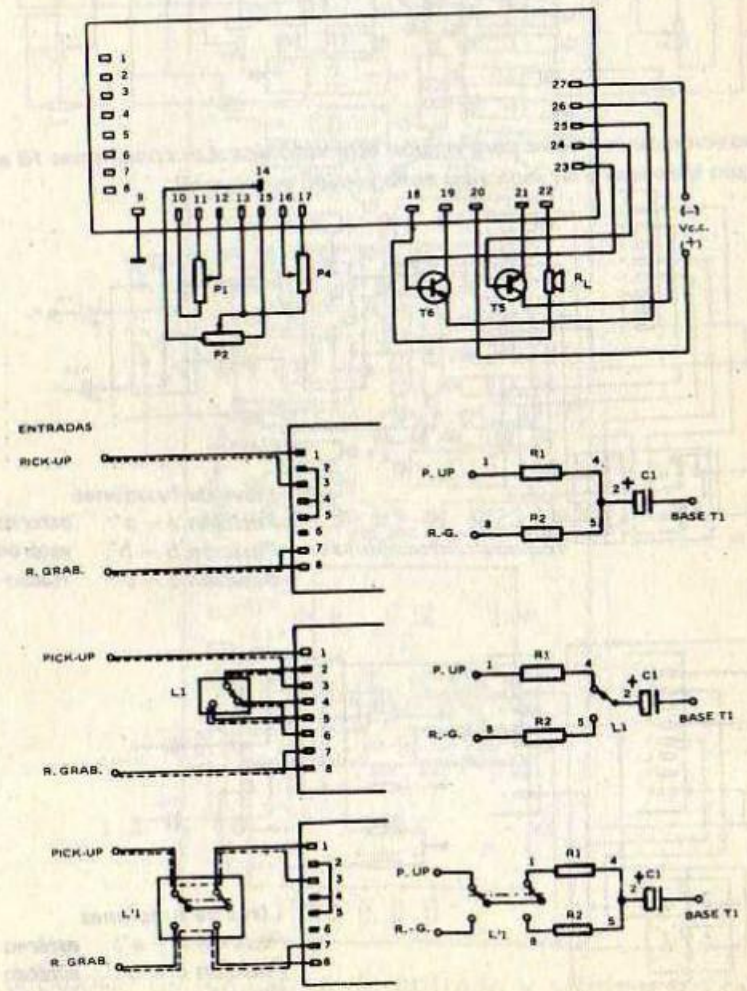


Fig. 3.69: Conexionado externo de la plaqueta. Versión monofónica.

Los canales amplificadores presentan entradas, tales como:

a) Para pick-up a cristal
b) Para salida de radio o grabador

Ambas entradas se seleccionan mediante una llave L1 según se ve en la Fig. 3.69, para versión monofónica y L2 en la Fig. 3.71 para versión estereofónica.

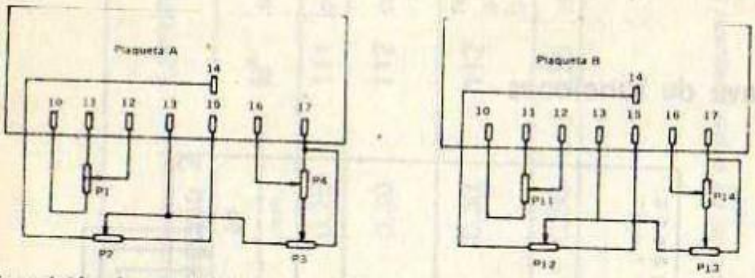
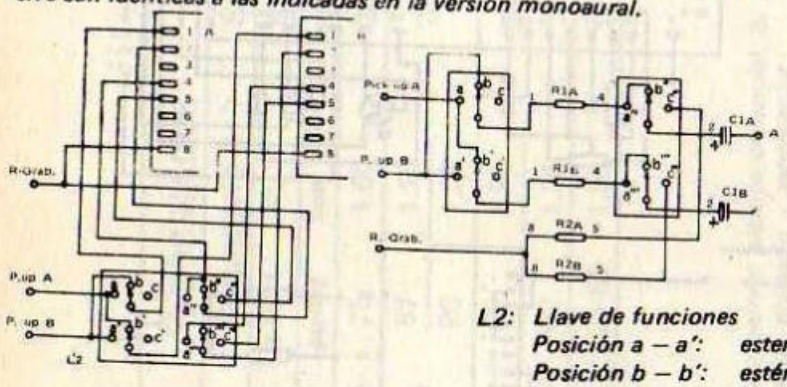
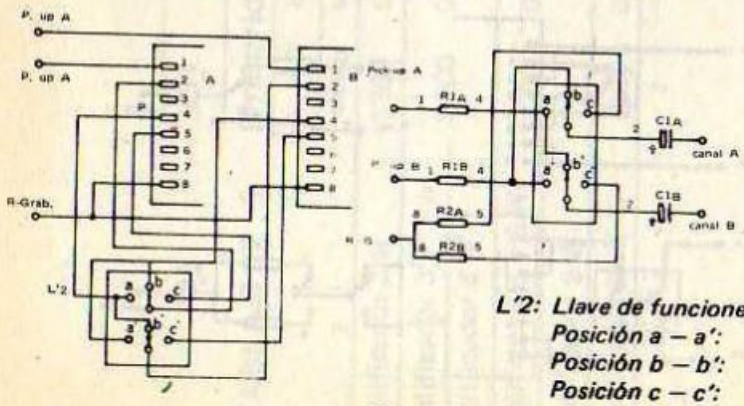


Fig. 3.70. Disposición de controles para versión estereofónica. Las conexiones 18 a 27 inclusive son idénticas a las indicadas en la versión monoaural.



L2: Llave de funciones
Posición a – a': estereo directo.
Posición b – b': estéreo inverso.
Posición c – c': Radio Grabador.

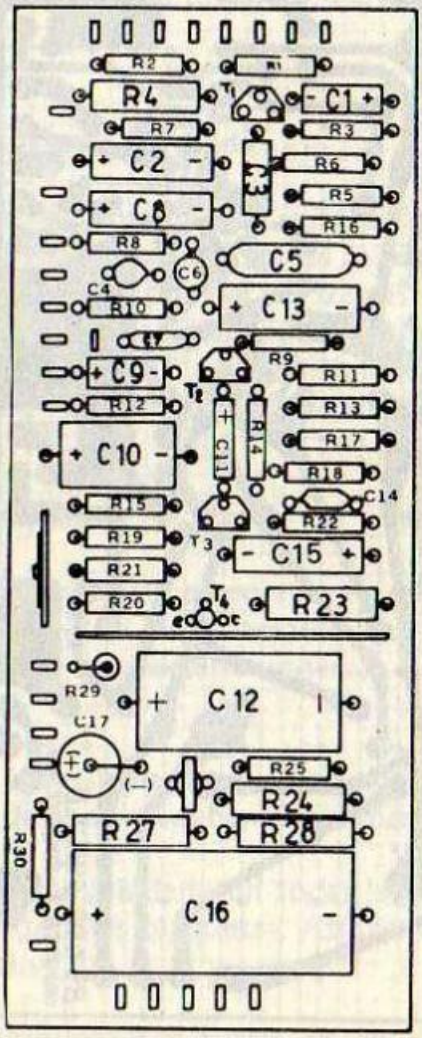


L'2: Llave de funciones
Posición a – a': estéreo directo.
Posición b – b': estéreo inverso.
Posición c – c': Radio Grabador.

Fig. 3.71

3.7.5. Consideraciones generales sobre el armado
Plaqueta impresa

Todos los componentes representados en las figs. 3.63, 3.64 y 3.65, salvo los potenciómetros de control y los transistores de salida, van incorporados en el circuito impreso que se muestra en las figuras No. 3.72 y 3.73. Del lado del pertinax se encuentran dibujados todos los componentes.



La conexión de los cables de entrada y salida y sus blindajes se realiza en los terminales provistos en el circuito impreso, a los cuales se sueldan.

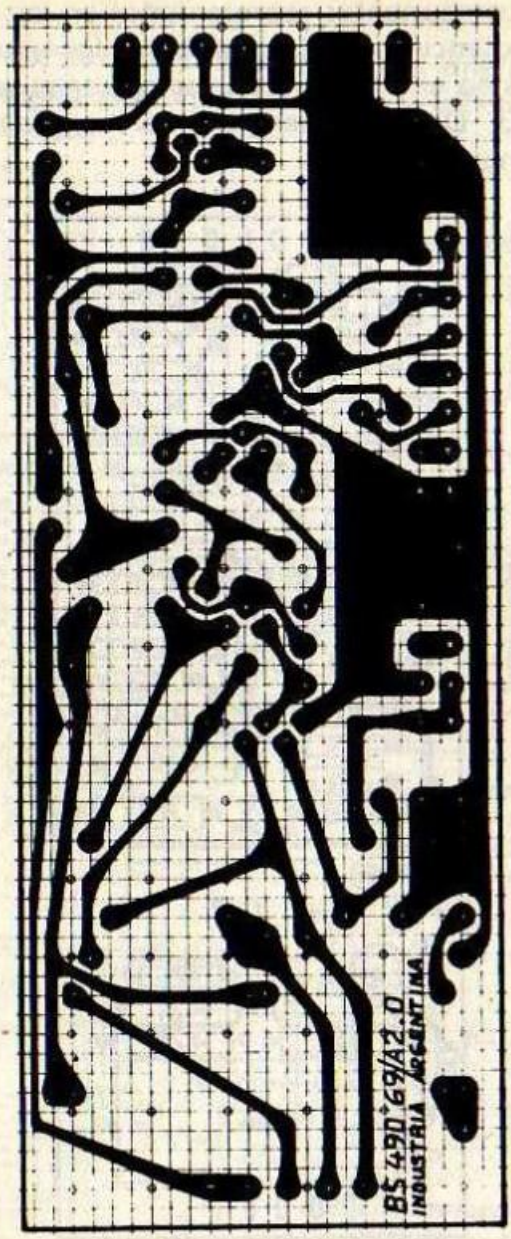


Fig. 3.73. Circuito impreso (lado cobre).

Conexionado externo de las plaquetas

En las figs. 3.69 a 3.71 se puede apreciar también el conexionado de todos los elementos externos a la plaqueta, tanto para la versión monofónica como estereofónica. Si bien se han realizado pruebas varias en tomar distintos puntos de conexión a chasis de la masa de la plaqueta y no se han observado inconvenientes, es recomendable que esta conexión se realice cerca de los terminales de entrada, y que sea la única de la plaqueta. Para ello se ha dispuesto el terminal 9.

Montaje de los transistores de salida

Los transistores de potencia T5 y T6 se montarán en todas las versiones, sobre chapas disipadoras de aluminio de 2 mm. de espesor y superficie mínima por par de transistores de: 60 mm^2, 80 mm^2 y 120 mm^2, para las tres versiones de potencia respectivamente. En los casos de 6 y 9 Watt los transistores se montan aislados eléctricamente de la chapa mediante un separador de mica.

Distribución de materiales

El hecho de tener prácticamente todo el amplificador en una plaqueta impresa, soluciona casi la totalidad de los problemas de distribución. No obstante, es necesario observar las siguientes recomendaciones:

1) Las conexiones entre plaquetas y demás elementos, en especial los potenciómetros de control, deben ser lo más cortas posibles.

2) Se debe utilizar cable blindado en todas las entradas hasta la llave de funciones y de ésta a las plaquetas. Asimismo en la conexión del cursor de P4 al terminal 16.

3) Se conectará el terminal 9 al chasis, siendo éste el único punto de unión, evitando así las posibles oscilaciones por acoplamiento entre etapas, debido a lazos cerrados de masa. Por lo tanto las mallas de los cables coaxiles se conectarán en los respectivos terminales de masa

de la plaqueta, y no al conector de entrada. Igual observación es válida para las conexiones del parlante y fuente de alimentación.

4) Alejar suficientemente el transformador de alimentación de los controles y las plaquetas, en especial de las zonas de bajo nivel de señal (terminales 10 a 17). La mejor solución es colocar la fuente completa en un compartimento blindado, según se puede ver en las figuras No. 3.74 y 3.75.

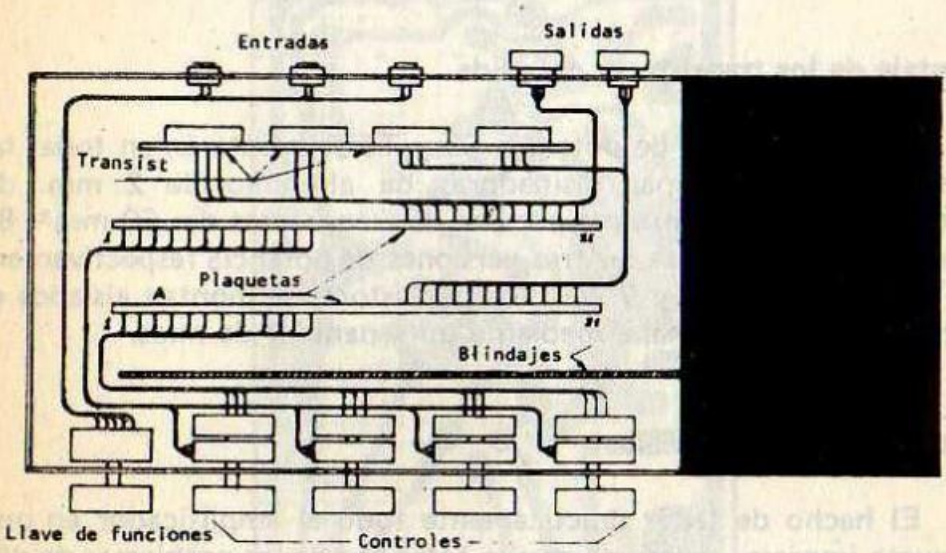


Fig. 3.74

5) Para minimizar la diafonía entre canales en las versiones estereofónicas se recomienda:

a) Separar las plaquetas entre sí como mínimo 4 cm.

b) evitar que los cables de bajo nivel de señal (10 a 17) de un canal pasen próximos a los de alto nivel del otro (18 a 27). Si la proximidad es inevitable se deben disponer chapas de blindaje entre plaquetas y controles.

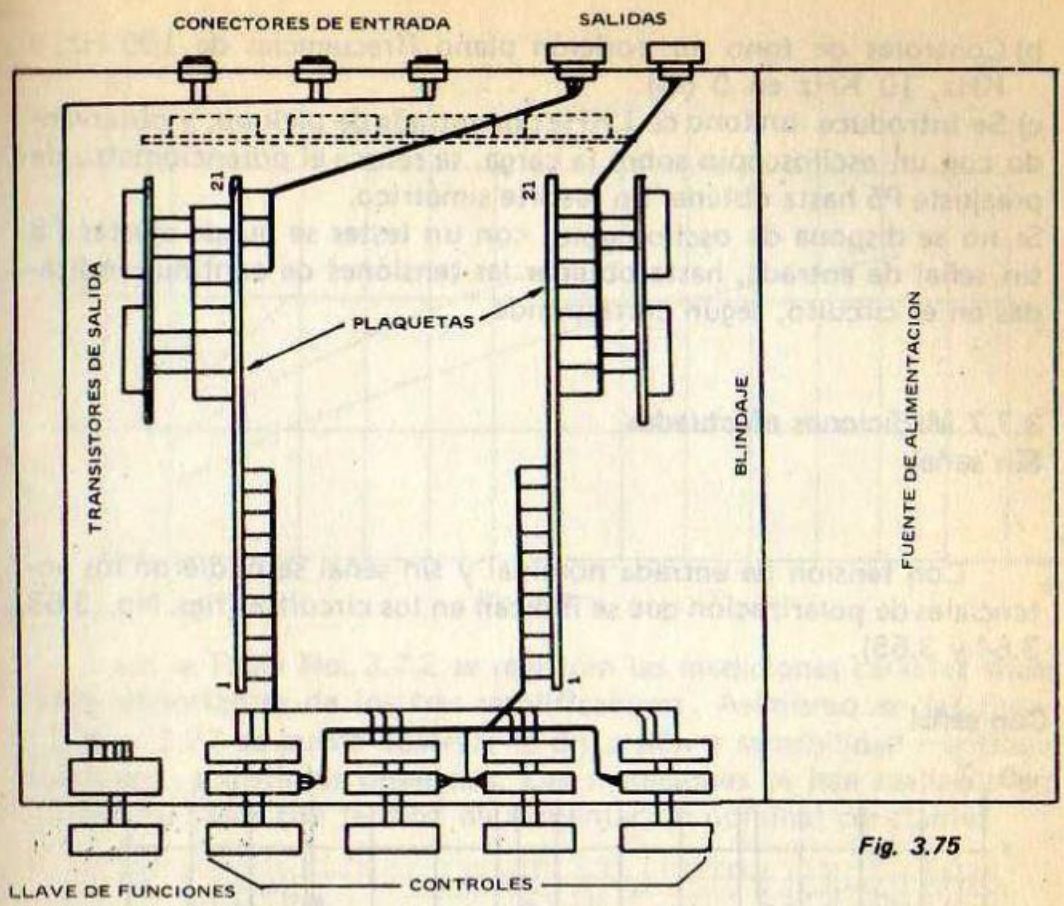


Fig. 3.75

c) con todos los cables que corresponden a una salida o interconexión de controles de una plaqueta se puede hacer un "enmanguerado", o atadura en manojos para mayor facilidad de separación.

En las figuras No. 3.74 y 3.75 se pueden observar las distribuciones descriptas. No obstante, cuando sea necesario utilizar gabinete de dimensiones mínimas, se podrán montar los transistores de salida directamente sobre la chapa posterior, separados de las entradas.

3.7.6 Ajuste de los amplificadores

Se necesita sólo un ajuste, a los efectos de obtener un recorte simétrico de señal a potencia mayor que la nominal. Se colocará:

a) Control de volumen a máximo.

b) Controles de tono en posición plano (frecuencias de 100 Hz, 1 KHz, 10 KHz en 0 dB).
c) Se introduce un tono de 1 KHz por entrada de pick-up, y observando con un osciloscopio sobre la carga, se retoca el potenciómetro de preajuste P5 hasta obtener un recorte simétrico.
Si no se dispone de osciloscopio, con un tester se puede ajustar P5 sin señal de entrada, hasta obtener las tensiones de continua indicadas en el circuito, según corresponda.

3.7.7 Mediciones efectuadas

Sin señal

Con tensión de entrada nominal y sin señal se midieron los potenciales de polarización que se indican en los circuitos (figs. No. 3.63, 3.64 y 3.65).

Con señal

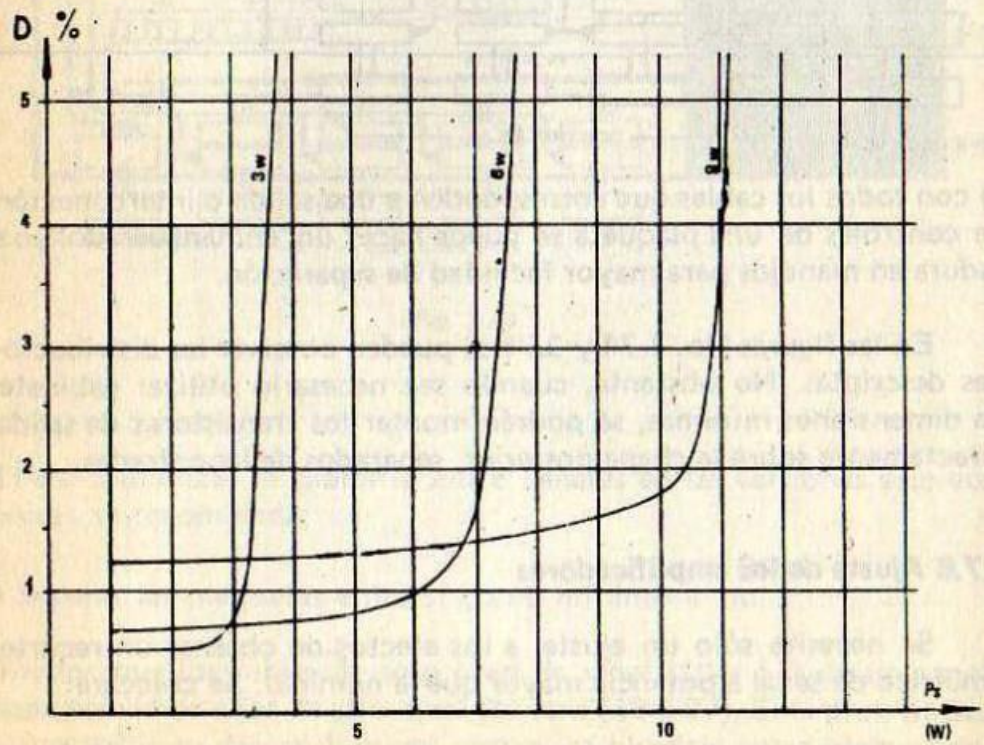


Fig. 3.76

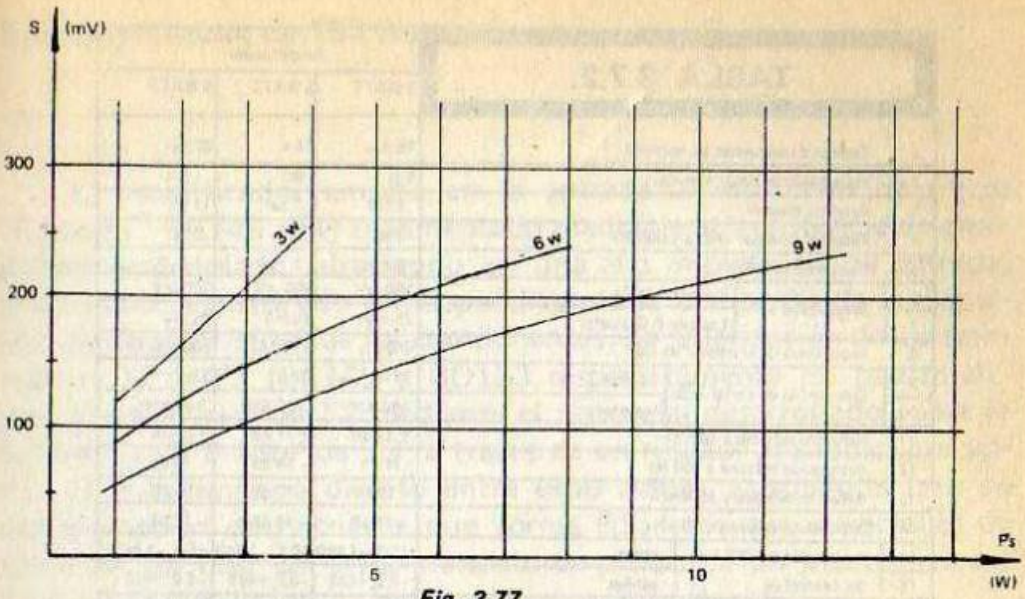


Fig. 3.77

En la Tabla No. 3.7.2 se registran las mediciones características más importantes de los tres amplificadores. Asimismo en las figs. 3.76 y 3.77 se puede observar la distorsión y sensibilidad —entrada pick-up— a distintas potencias. Las mediciones se han realizado en todos los casos con tensión de alimentación nominal constante.

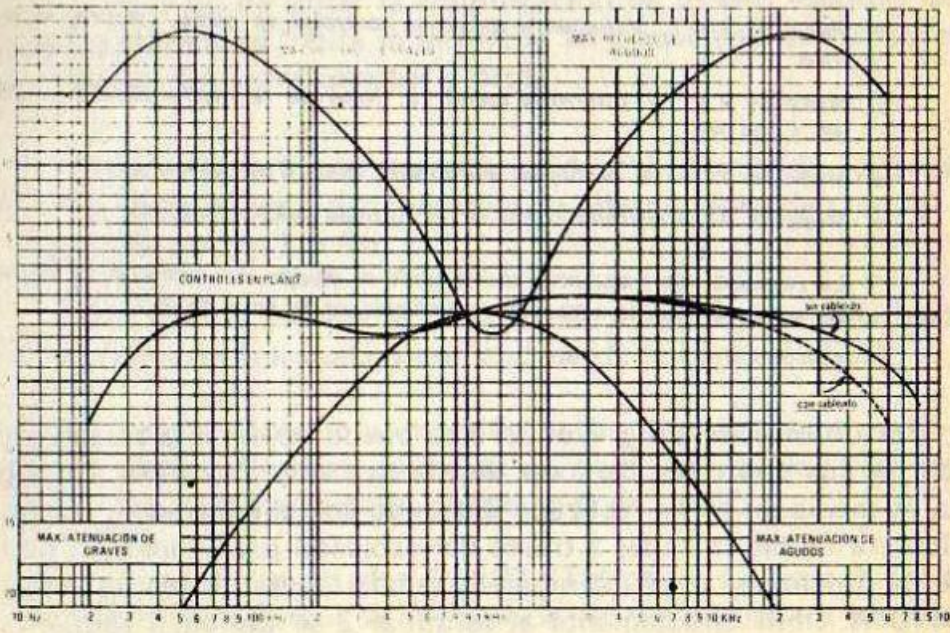


Fig. 3.78

TABLA 3.7.2.

			Amplificador 3 WATT	6 WATT	9 WATT
1	Tensión de alimentación nominal		16.5.v.	24 v.	23.5v
2	Impedancia de carga nominal		8 Ω	8Ω	4Ω
3	Potencia musical		3.5w	7.5w	11 w
4	Potencia nominal (Po) a 1.000 Hz		3 w	6 w	9 w
5	Distorsión para Po		0.8 %	1 %	1.8 %
6	Sensibilidad a Po.	Entrada Pick-up	200 mV	200 mV	200 mV
7		Entrada R-Grabador	85 mV	85 mV	85 mV
8	Impedancia de entrada (Pick-up)		500KΩ	500KΩ	500KΩ
9	Frecuencias de corte(-3dB)	inferior	28 Hz	33 Hz	33 Hz
10		superior	>50 KHz	>50 KHz	>50 KHz
11	Refuerzo máximo a 100 Hz		+ 17 dB	+ 17 dB	+17 dB
12	Atenuación máxima a 100 Hz		- 14 dB	- 14 dB	- 14 dB
13	Refuerzo máximo a 10 KHz		+ 17 dB	+ 17 dB	+17 dB
14	Atenuación máxima a 10 KHz		- 14 dB	- 14 dB	- 15 dB
15	Interacción a 1.000 Hz, del control de:	graves	+0.6~-1.8dB	+0.6;-1.8dB	+0.6 -1.8dB
16		agudos	-0.6;+4dB	-0.6;+4dB	-0.6;+4dB
17	Relación señal-ruido, para Po.		60 dB	60 dB	60 dB

Notas:

a. Medición 3. Potencia con fuente regulada y 5 % de distorsión; definida según EIA Standard RS-234 A.

b. Medición 3 a 7. Volumen a máximo, controles en plano, recorte simetrico.

c. Medición 9 y 10. Controles como b. Nivel de referencia (0 dB) — 20 dB 1.000 Hz.

*d. Medición 11 a 16. Volumen a máximo. Nivel 0 dB como en c *.*

e. Medición 17. Controles como en b. Entrada (picl-up) abierta.

** (La respuesta de frecuencia corresponde al equipo sin cableado de entrada, entrando con la adecuada impedancia en la base de T_1).*

Por último, en la fig. No. 3.78 se puede observar la acción promedio de los controles de tono de los tres amplificadores. En este caso, la medición se ha realizado entrando con el generador, por una cualquiera de las entradas a través del cableado para conexión de la llave de funciones. Si se introduce la señal a través de una resistencia de 470 K Ohm directamente al terminal 2 se obtienen respuestas de alta frecuencia, superiores a los 50 KHz.

3. 8 Amplificador de 100 Watt

El amplificador emplea en la entrada un transistor de silicio "Lock-fit" BC149 (T1) realimentado mediante su resistencia de emisor no desacoplada, ofreciendo así una alta impedancia de entrada, reduciendo la distorsión e independizando la operación de la dispersión de características de los componentes. La polarización de los transistores T2 y T3 (BC149 y BD183 respectivamente)se realiza alimentando la base de T2 mediante el potencial desarrollado sobre la resistencia de emisor de T3, a través de un resistor ajustable pre-set-R5. El acoplamiento directo entre estas etapas, asociado al lazo de realimentación de corriente que forma R5, hace que variaciones de corriente en uno de estos transistores produzca un efecto inverso en el otro estabilizándose de esta forma ambas etapas.

El capacitor C7 evita la realimentación de corriente alterna a través del lazo de estabilización y polarización descripto, desacoplando además los resistores R12 y R14 de la etapa excitadora.

Con el fin de evitar la amplificación de señales espurias de frecuencia elevada se limita la respuesta en frecuencia del transistor T2 conectando C4 entre colector y base.

Entre la carga de la etapa de salida y la entrada de T2, se cierra un lazo de realimentación negativa de alterna, del orden de 40 dB, constituido por R11 y C6.

Esto último cumple la finalidad de mantener la estabilidad del amplificador en frecuencias por encima de la banda audible.

El acoplamiento y la inversión de fase entre la etapa excitadora y la de salida se realiza mediante un trasformador con tres arrollamientos iguales cuyos datos se dan en la fig. 3.82.

El transistor excitador BD183 (T3) opera en clase A teniendo como carga de colector la impedancia de entrada de los transistores de salida reflejada a través del trasformador.

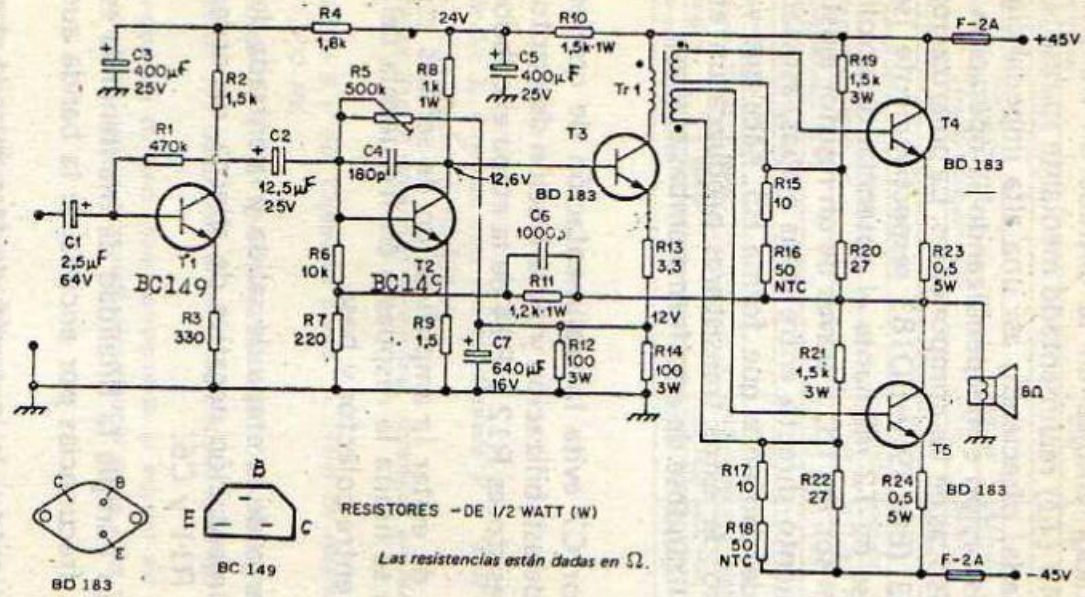


Fig. 3.79. Amplificador de 100 W.

Esto permite fijar la corriente máxima de excitación y por consiguiente la corriente de colector de los transistores de salida, de modo que la condición de máxima corriente no se sobrepase, aún poniéndose la carga en cortocircuito.

Los dos transistores de potencia (T4 y T5) operan en contrafase (push-pull) y su polarización es convencional mediante divisor resistivo de base y resistor en emisor eligiéndose un punto de trabajo tal que minimiza la distorsión por cruce.

La carga queda ligada al punto común de los 2 transistores por un lado y a masa por el otro extremo.

Para que las variaciones de temperatura o disipación no alteren el punto de trabajo de los transistores de salida se incluye en el divisor de corriente de base un resistor NTC (coeficiente de temperatura negativo) de 50 Ω.

Especificaciones Técnicas

Resistencia de carga	8 Ω
Tensión de alimentación	45 V c/sección
Potencia de salida	100 W
Sensibilidad	150 mV
Distorsión armónica para P = 100 W.	0,7 %
Distorsión armónica en función de potencia	(Ver figura 3.80)
Ancho banda para ±0,5 dB a 80 W (0 dB a 1000 c/s)	20 Hz a 40 KHz
Consumo Rama + 45 V	1,9 A
Consumo Rama − 45 V	1,6 A
Impedancia de entrada	150 KΩ

Fuente de alimentación

La fuente que se presenta en la fig. 3.81 es suficiente para atender a las exigencias del amplificador descripto sin necesidad de sistema

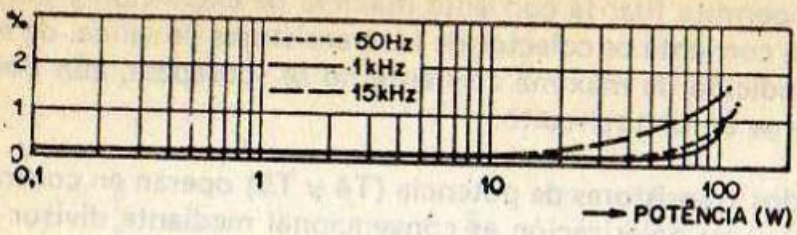


Fig. 3.80

de regulación, exigiéndose solamente que los arrollamientos del trasformador sean de baja resistencia.

Se emplea un rectificador tipo puente que emplea cuatro diodos BY127, obteniéndose un filtrado adecuado mediante dos capacitores de 2500 μF con aislación de por lo menos 60 V.

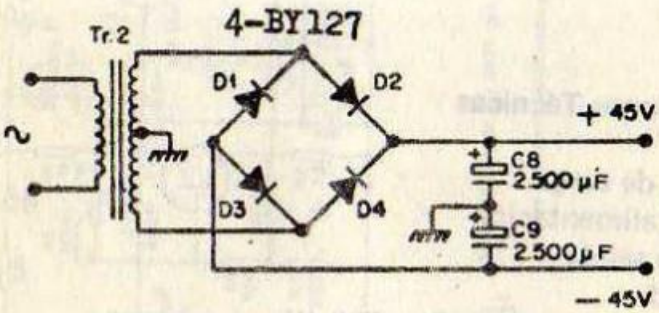


Fig. 3.81

Ajuste del equipo

Sólo es necesario realizar un ajuste en este equipo y consiste en fijar mediante R5 el punto de trabajo del transistor T3. Para ello se varía el valor de R5 (preset) hasta tener 12 V sobre el capacitor C7.

Debido a la impedancia relativamente alta de entrada y a la ganancia del amplificador, conviene realizar el ajuste con la entrada en cortocircuito.

Características de los disipadores

Los tres transistores de potencia deben montarse sobre disipadores cuyas características damos a continuación:

Disipador para T3

Superficie mínima: 21 cm²
Aluminio de 1,5 mm de espesor, acabado mate.
Montaje vertical

Disipadores para T4 y T5

Superficie mínima 120 cm²
Aluminio de 1,5 mm de espesor, acabado mate.
Montaje vertical

Es necesario que los disipadores estén montados relativamente lejos de los componentes y es preferible el montaje directo del par de salida sobre los disipadores (sin mica aislante) aislando convenientemente los mismos del resto del circuito.

Trasformador excitador
Datos constructivos

Número de espiras del primario: 275 espiras
Número de espiras de los secundarios: 275 espiras
Arrollamiento trifilar
Diámetro cobre primario: 0,36 mm esmaltado
Diámetro cobre secundario: 0,29 mm esmaltado
Laminación No. 62 sección 16 x 21 mm
hierro - silicio - de grano orientado
Montaje en block sin entrehierro auxiliar

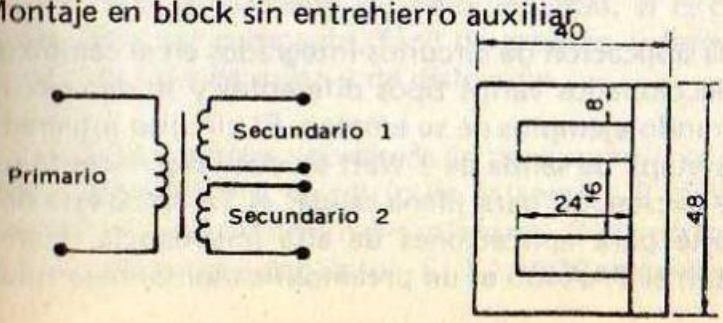


Fig. 3.82

4

AMPLIFICADORES CON CIRCUITOS INTEGRADOS

4.1.1. Aplicación de circuitos integrados en amplificadores de audio

Los circuitos integrados ofrecen en el campo de la audiofrecuencia una cantidad de ventajas especiales, no solamente donde la consideración principal es el tamaño reducido, sino también por razones de costo. El uso de un circuito integrado es alternativa particularmente atractiva comparado con los componentes discretos.

La ventaja principal de los circuitos integrados es que se emplean menos componentes que requieren almacenamiento, manipulación y montaje individual. También la confiabilidad del circuito en general será mayor, dado que hay menos conexiones en el producto terminado.

Los circuitos integrados son especialmente aplicables en micrófonos debido a sus dimensiones reducidas. Por ejemplo, tratándose de micrófonos capacitivos el preamplificador puede montarse en la cápsula del micrófono cerca del elemento sensitivo. Otro ejemplo claro lo constituyen los amplificadores para audífonos que, debido al circuito integrado pueden insertarse por completo en el oído.

Para ilustrar la aplicación de circuitos integrados en el campo de audio, han sido seleccionados varios tipos diferentes y se dan circuitos prácticos mostrando ejemplos de su empleo. El circuito integrado TAA300 tiene una etapa de salida de 1 Watt en clase B y necesita solamente 10 mV de excitación para plena salida; el TAA320 está diseñada especialmente para aplicaciones de alta impedancia, como p.e. pick-ups a cristal; el TAA435 es un preamplificador de bajo ruido

para grabadores. Para beneficio de los lectores, el circuito integrado TAA300 ha sido descrito con mayor detalle que los otros circuitos integrados.

4.2. Circuitos prácticos

4.2.1 Audioamplificador de 1 Watt clase B sin trasformadores para reproductores de discos con circuito integrado TAA 300

Especificación de características por canal:

Potencia salida nominal	1 W con carga de 8Ω
sensibilidad (1.000 Hz) para P_o = 1 W	
pick-up (1000 pF)	1.5 V
entrada en el TAA300	8.5 mV (típico)
imped. de entrada del TAA300	>10 KΩ (típico 15 KΩ)
respuesta de frec. (—3 db)	120 - 26.000 Hz
distorsión armónica total con P_o = 1 W	10%
al comienzo del recorte $P_o \approx 0.8$ W	≈ 1%
relación señal/ruido (P_o = 1 W)	73 dB
factor de realimentación de tensión	10
consumo de corriente con P_o = 1 W	180 mA (típico)
tensión de alimentación nominal	9 V

En muchos equipos portátiles la potencia de salida requerida no excede 1 W. La sensibilidad y la impedancia de entrada en este caso deben ser tales que la potencia de salida máxima se obtenga cuando la entrada esté conectada a una cápsula del tipo cerámico o a un detector de radio. Otros requerimientos son que el circuito pueda funcionar con la mitad de la tensión de alimentación nominal y que el consumo total de corriente sea bajo. Además, el circuito de audio completo debe ser compacto, fácil de montar, y tener un factor razonablemente bajo de ruido y de distorsión.

El TAA300 ha sido diseñado para cumplir con estos requerimientos. Sobre un trozo de silicio de solamente 2 mm², se encuentran integrados 9 transistores n-p-n planares, 2 transistores p-n-p, 5 diodos, 14 resistores y un capacitor. El TAA300 requiere solamente unos po-

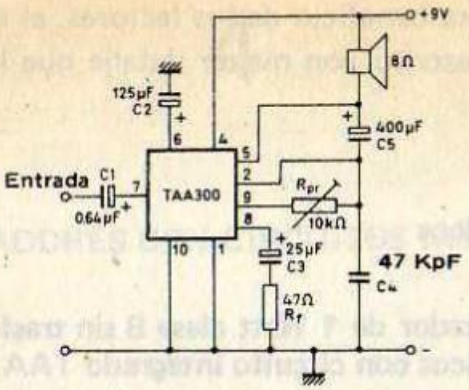


Fig. 4.1. Disposición básica del amplificador de un watt.

cos componentes externos, según se puede observar en la figura 4.1.

En la fig. 4.2 está representado el circuito del TAA300. Consiste de una etapa de entrada (TR1 y TR2), una etapa excitadora (TR3 a TR5) y la etapa de salida (TR6 a TR11).

La etapa de entrada es un amplificador diferencial. Como el resistor R5 de la etapa diferencial es de valor muy elevado con respecto a la resistencia diferencial de los transistores, puede considerarse como una fuente de corriente constante.

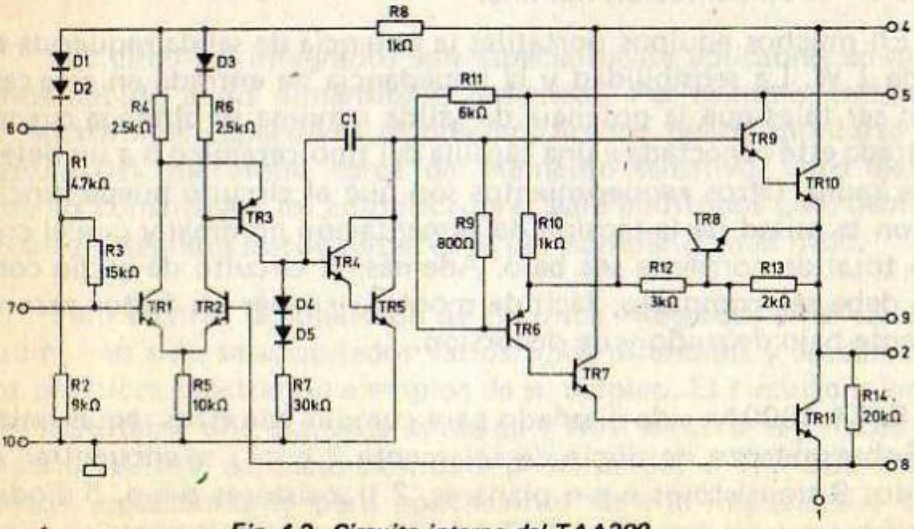


Fig. 4.2. Circuito interno del TAA300.

La tensión en la base de TR1 se obtiene por medio de un divisor de tensión de baja resistencia. El resistor R3 entre el divisor de tensión y la base de TR1 incrementa la impedancia de entrada a unos 15 KΩ. En serie con R1 están conectados dos diodos de modo que la tensión de la base de TR1 no varía directamente con la tensión de alimentación. Esto permite usar el circuito con tensiones de alimentación de 4.5 a 10 V. La salida de los dos diodos en el circuito de polarización del 1er. transistor, está conectada al contacto 6, permitiendo así desacoplar la línea de alimentación por medio de un capacitor externo. La ubicación de los resistores R1, R2 y R8 es tal, que la dispersión de la tensión de la base del TR1 queda debajo del 5 %.

La etapa excitadora consiste de 2 transistores n-p-n TR4 y TR5 conectados en cascada. El acoplamiento en continua entre la etapa de entrada diferencial y la etapa excitadora se realiza por medio de un transistor p-n-p (TR3). Este transistor adapta los niveles de c.c. de ambas etapas, pero también presenta una carga simétrica a la etapa diferencial. En consecuencia el factor de ruido de la etapa de entrada no es mayor que el que se obtiene con un solo transistor, mientras que son mantenidas las ventajas de una etapa diferencial de entrada.

La ganancia de tensión de la etapa excitadora es relativamente alta y por eso esta etapa se usa para cortar las frecuencias por encima del espectro de audio mediante un pequeño capacitor integrado (C1) insertado entre la base de TR4 y su colector. La ganancia de tensión de la etapa excitadora en cascada será 200, si la corriente de reposo de la etapa es de 0.47 mA. Esta ganancia, en combinación con una capacitancia colector/base C1 de 10 pF, hace la capacitancia entre la base de TR4 y masa alrededor de 200 x 10 = = 2.000 pF.

Sin realimentación, la frecuencia superior está limitada a aproximadamente 3 KHz (—3dB). La respuesta de frecuencia total puede ser expandida a unos 30 KHz (—3dB) usando una realimentación elevada. Para reducir la dispersión de la impedancia de entrada de esta etapa, y por lo tanto de la frecuencia de corte, se ha conectado un resistor de 30 KΩ en paralelo con la entrada de la etapa excitadora. D5 y D4 están conectados en serie con este resistor para bajar la corriente de TR3 y estabilizar la corriente de colector de TR4 y TR5

con respecto a variaciones de temperatura.

En el TAA300 se usa el principio convencional del par cuasi-complementario. Esto posibilita una etapa de salida simétrica "single-ended" acoplada directamente, simple y estable.

Para reducir la corriente continua del colector del transistor excitador los transistores de salida deben tener una ganancia de corriente elevada, por eso se usan dos transistores en cascada. TR6 provee la inversión necesaria para excitar con fase adecuada a los transistores TR7 — TR11.

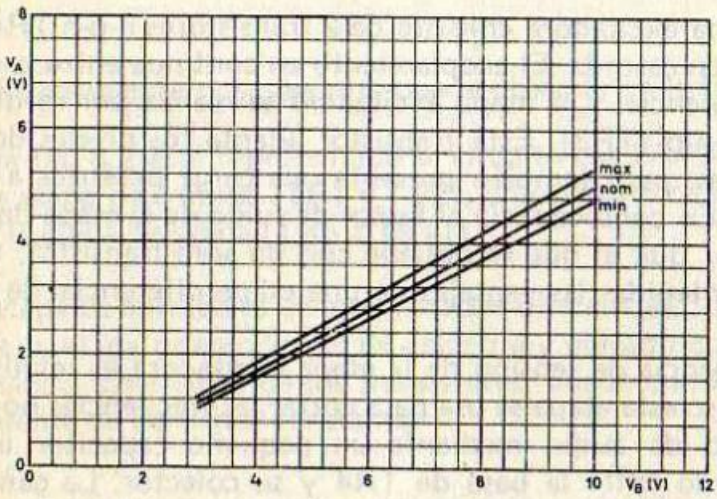


Fig. 4.3. Variación de la tensión del punto medio V_A en función de la tensión de alimentación V_B.

La tensión de salida está limitada solamente por la tensión de codo de los transistores TR10 y TR11, y para recorte simétrico de la señal de salida se requiere una tensión del punto medio igual a la mitad de la tensión de alimentación. La fig. 4.3 muestra la variación de V_A en función de la tensión de alimentación.

La corriente de reposo de la etapa de salida puede estabilizarse frente a variaciones de tensión de alimentación y de temperatura ambiente, usando tres diodos. En el TAA300 estos diodos están reemplazados por el transistor TR8 y los resistores R12 y R13. Dado que el valor de los componentes puede variar, debe exlstir un ajuste de la corriente de reposo de los transistores de salida, para lo cual la base y el emisor de TR8 tienen conexiones externas.

Para una tensión de alimentación de 9 V, la corriente de reposo debe ajustarse a 8 mA. El consumo de corriente típico de todas las etapas, menos la de salida, es entonces de unos 3.5 mA según el detalle siguiente:

* circuito de polarización etapa entrada	500 μ A
* corriente total etapa diferencial de entrada	380 μ A
* etapa excitadora	470 μ A
* corriente de colector típica de TR8	2100 μ A
* corriente de colector de TR7 y TR9	100 μ A
Total	3.550 μ A

La corriente de reposo típica de la etapa de salida es por lo tanto 8 − 3 . 5 = 4,5 mA, lo que permite reducir al mínimo la distorsión por cruce.

La fig. 4.4 muestra las variaciones de la corriente de reposo total del TAA300 en relación a la tensión de alimentación. La línea de trazos muestra el consumo de corriente de reposo típica sin la corriente de reposo de la etapa de salida.

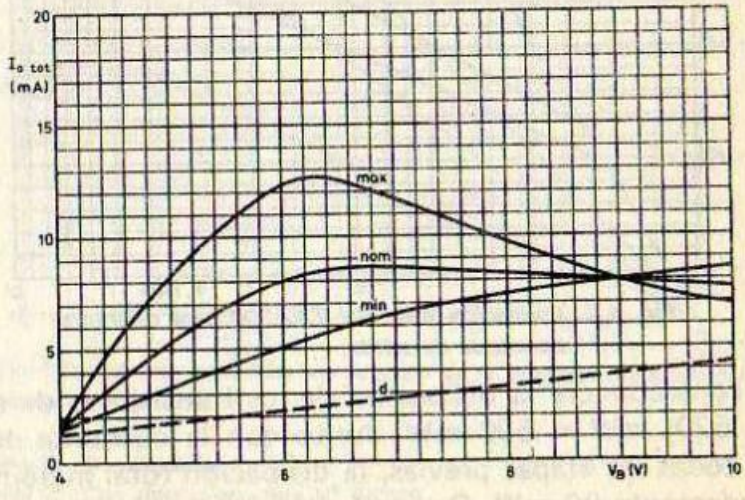


Fig. 4.4 Variación de $I_{O\ tot}$ en función de V_B

La disipación máxima de un amplificador en clase B con excitación sinusoidal se obtiene teóricamente cuando la corriente de pico de colector de los transistores de salida es $2I_{CM}/\pi$. Para un circuito de 9 Volt con una impedancia de carga de 8 Ohm, la corriente de pico máxima teóricamente es:

$$I_{CM} = \frac{V_B}{2R_L} = 560 \text{ mA}$$

Con una corriente de $2\ I_{CM}/\pi$ la potencia de la fuente es:

$$\frac{V_B \times 2/\pi\ I_{CM}}{\pi} = \frac{9 \times 360 \times 10^{-3}}{\pi} = 1.020 \text{ mW}$$

La potencia de salida suministrada a la impedancia de carga es:

$$\left(\frac{2\ I_{CM}/\pi}{\sqrt{2}}\right)^2 R_L = 520 \text{ mW}$$

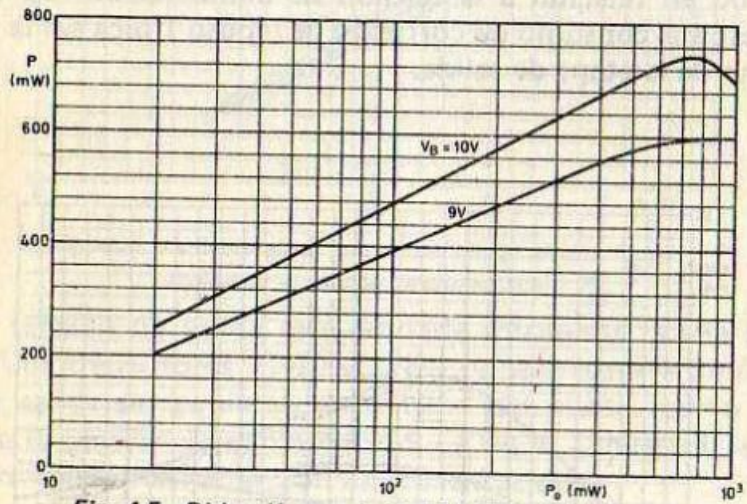


Fig. 4.5. Disipación total del TAA300 para diferentes potencias de salida.

En consecuencia la disipación de los transistores de salida será (1020 − 520) mW = 500 mW. Junto con la corriente de unos 10 mA para todas las etapas previas, la disipación total incrementará en aproximadamente 90 mW. De modo que la disipación total con una tensión de alimentación de 9 V llega a 600 mW aproximadamente.

Para la excitación sinusoidal el consumo de corriente es de 180 mA a P_o = 1 W, de manera que con una tensión de alimentación de 9 V la disipación total del TAA300 será (9 x 0.18) − 1 = 0,62 W. La fig. 4.5 muestra la disipación en función de la potencia de salida.

La disipación máxima para excitación musical siempre es más baja que para excitación sinusoidal. Por eso, cuando el TAA300 es usado como amplificador de audio normal, es posible adoptar como disipación máxima unos 500 mW, para una tensión de alimentación de 9 V.

La resistencia térmica del TAA300 sin disipador es de 225° C/W. Debido al buen acoplamiento térmico entre los transistores de salida y los componentes estabilizadores, puede hacerse uso de la alta temperatura de juntura permitida en los transistores de silicio. Con una disipación máxima de 500 mW y una temperatura máxima del cristal de 150° C, el amplificador de 1 W puede usarse sin disipador hasta una temperatura ambiente de 150 − (0.5 x 225) = 37.5° C.

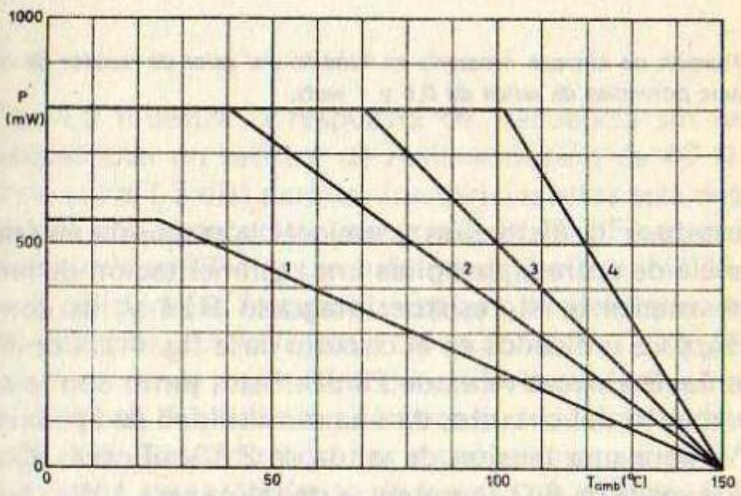


Fig. 4.6. Disipación máxima permitida en función de la temperatura ambiente para varios sistemas de disipación.

Curva 1: Sin disipador
Curva 2: Con aleta disipadora N° 56265
Curva 3: Con aleta disipadora 56265 y disipador de 20 cm^2
Curva 4: Con disipador térmico "infinito".

Tomando en cuenta una tensión máxima de 10 V y una excitación continua de onda senoidal, la disipación máxima es de 750 mW. Para esta condición la resistencia térmica puede mejorarse por medio de un disipador (ver fig. 4.6).

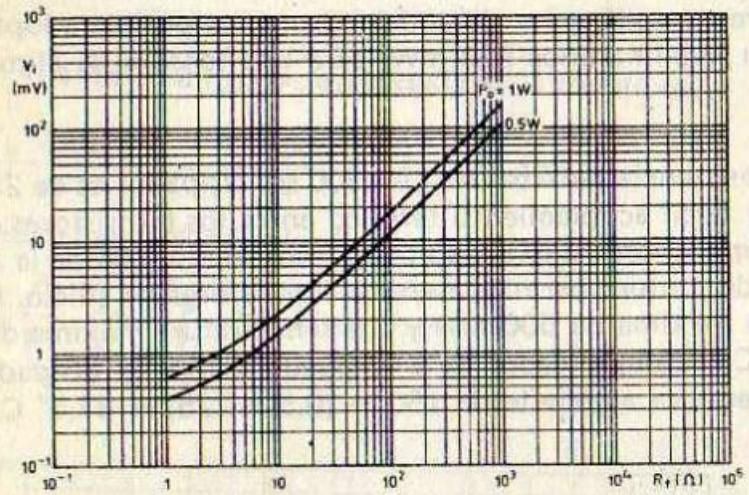


Fig. 4.7. Tensión de entrada necesaria en función del valor de resistor de realimentación, para potencias de salida de 0,5 y 1 watt.

Para reducir la distorsión y mejorar la respuesta en frecuencia y la impedancia de entrada, se aplica una realimentación de tensión, que se obtiene mediante el resistor integrado R14 y los componentes externos R_f y C3 indicados en el circuito de la fig. 4.1. Con R_f = 47 Ω la realimentación negativa es de 20 dB. Esto, junto con la alta ganancia a lazo abierto del circuito, da una sensibilidad de aproximadamente 8.5 mV, para una tensión de salida de 2.8 V eficaces. Con una impedancia de carga de 8 Ω la potencia de salida será 1 W.

La fig. 4.7 da la sensibilidad típica para P_o = 1 W, y P_o = 0,5 W en función de la resistencia de realimentación R_f. Debido a la alta realimentación, la dispersión de las características es muy reducida. La realimentación alta independiza además la ganancia de la tensión de alimentación, según se observa en la fig. 4.8.

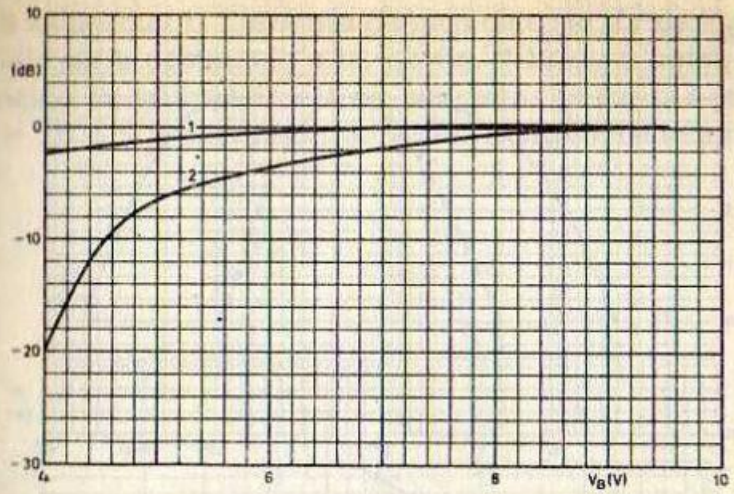


Fig. 4.8. Ganancia relativa de tensión en función de las variaciones de la tensión de fuente (0 dB corresponde a 0,5 W). Curva 1: con realimentación. Curva 2: sin realimentación.

La fig. 4.9 muestra la respuesta de frecuencia sin realimentación y también con un resistor de realimentación de 47 Ω (R_f). La frecuencia de corte (-3 dB) para las frecuencias altas está determinada principalmente por el capacitor integrado de 10 pF entre el colector y la base del transistor TR4, y también por la realimentación aplicada. El punto - 3 dB para las frecuencias bajas está determinado por los capacitores externos. En la figura 4.10 se observa la distorsión armónica total en función de la potencia de salida, medida en el circuito de la fig. 4.1. El nivel de distorsión con una potencia de salida de 0,5 W es menor del 1 %. La distorsión por cruce es muy pequeña, y gracias a la estabilización de la corriente de reposo se mantiene dentro de niveles aceptables para un amplio rango de tensiones de alimentación (5 a 10 V).

La tensión del ruido de entrada es de unos 2 μV, medida para un ancho de banda desde 30 Hz hasta 15 KHz con una impedancia de la fuente de señal de 2 KΩ.

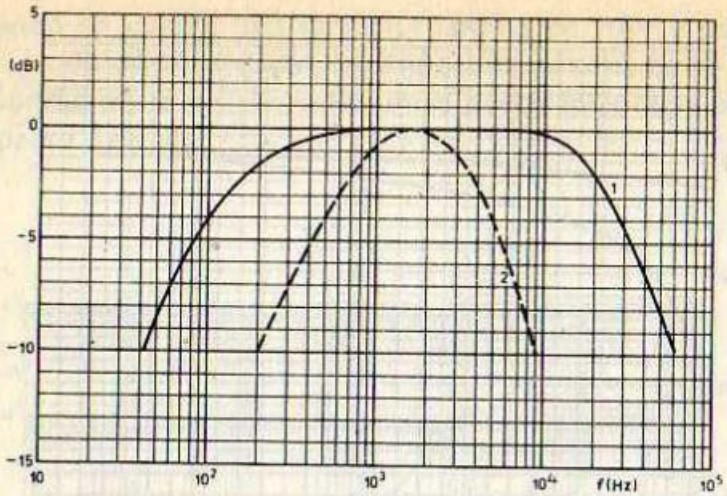


Fig. 4.9. Características de respuesta en frecuencia con y sin el resistor de realimentación de 47 Ω, R_f de la fig. 4.1. . (0 dB corresponde a 0,5 watt). Curva 1: con realimentación. Curva 2: sin realimentación

Con referencia a una señal de entrada de 8.5 mV, esto quiere decir que la relación señal/ruido es de 73 dB. Con la entrada cortocircuitada la tensión r.m.s. de ruido a la salida es de 280 μV, lo que representa una potencia de ruido 80 dB debajo de la potencia de salida máxima de 1 W.

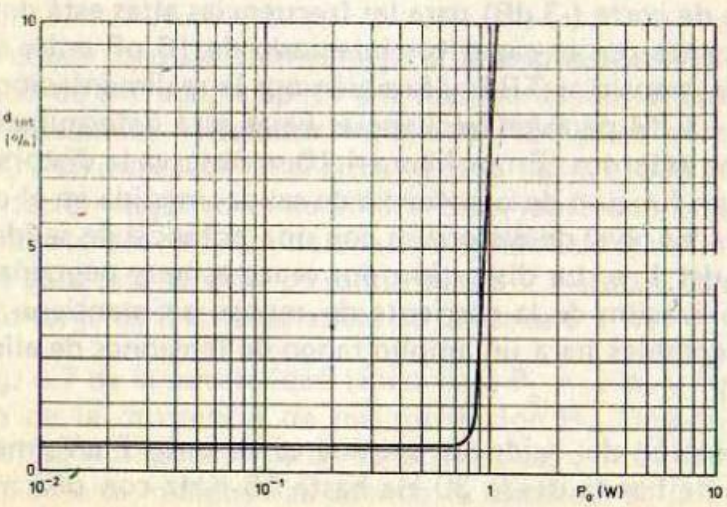


Fig. 4.10. Distorsión armónica total en función de la potencia de salida.

La potencia de salida preferida puede obtenerse seleccionando la impedancia de parlante apropiada. No obstante, no puede ser menor que 8 Ω porque la corriente de pico de colector de los transistores de salida sería demasiado alta. La fig. 4.11 da la potencia de salida en función de la impedancia del parlante. La curva 1 está medida con d_{tot} = 10 % y la curva II está medida al límite de recorte.

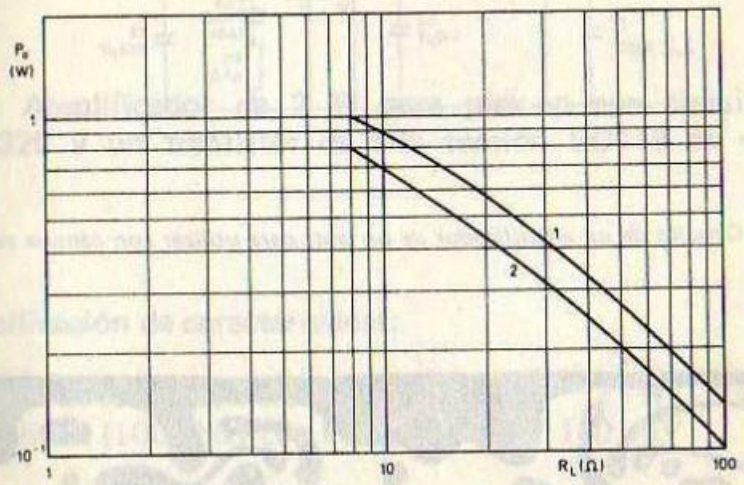


Fig. 4.11. Potencia de salida en función de la impedancia del parlante. Curva 1: d_{tot} = 10 % Curva 2: límite de recorte.

La fig. 4.12 representa el circuito práctico del TAA300 con entrada para cápsula cerámica. La sensibilidad con una cápsula de 1.000 pF es 1.5 V para una salida de 1 W, y la respuesta a mediana potencia es 80 Hz a 26.000 Hz. El capacitor de 0.05 μF debe ser conectado directamente a los contactos 1 y 2 y debe ser de tipo cerámico. De manera similar, el capacitor de 470 pF debe conectarse directamente a los contactos 7 y 10. Se provee ecualización de acuerdo a las características del RIAA.

Si se usa una fuente de alimentación de bajo costo con un filtro π (resistor de desacople de 5 Ohm) y una impedancia total de

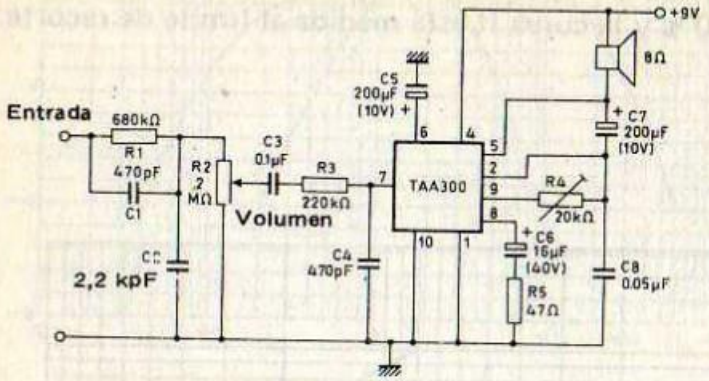


Fig. 4.12. Circuito de un amplificador de un watt para utilizar con cápsula cerámica.

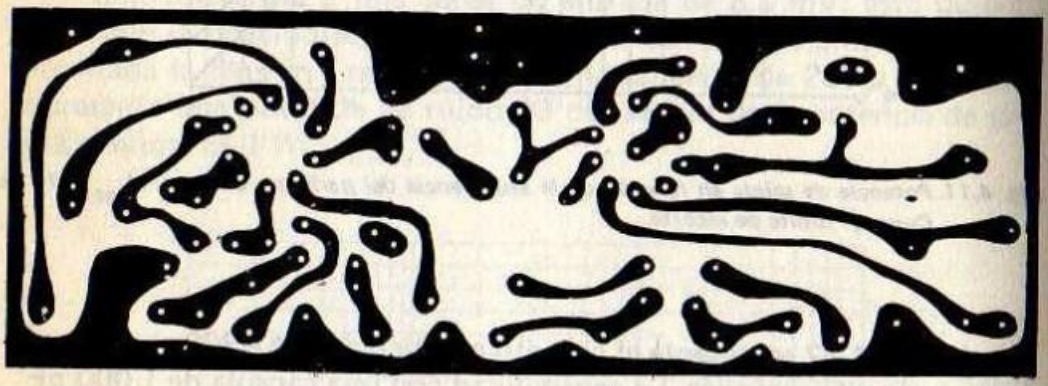


Fig. 4.13. Circuito impreso para el amplificador de 1 watt.

16 Ω, la salida r.m.s. es 600 mW para 10 % de distorsión (< 1 % hasta 500 mW). Bajo estas condiciones no se necesita disipador para temperaturas ambientes menores que 50°C.

En la fig. 4.13 puede apreciarse una plaqueta de circuito impreso para modelos estereofónicos. Para este desarrollo particular, se han previsto controles de volumen separados para cada canal.

4.2.2 Amplificador de 2 W para pick-up con circuito integrado TAA320 y un transistor de alta tensión BD115 en clase A.

Especificación de características:

potencia de salida nominal	2 W con carga 4 Ω
sensibilidad (1000 Hz) con $P_o = 2$ W	140 mV
respuesta de frecuencia (−3dB)	40 a 12.000 Hz
distorsión armónica total con $P_o \leq 2$ W	3.5%
factor de realimentación de tensión	6.3 (típico)
tensión de alimentación nominal	100 V
consumo de corriente	60 mA (total)

Usando el circuito integrado TAA320 como preamplificador en combinación con el transistor de silicio de potencia para alta tensión BD115, es posible diseñar un amplificador clase A de 2 W con una impedancia de entrada adecuada para una cápsula a cristal y muy alta relación señal/ruido. Si por accidente el pick-up golpea sobre el disco, se genera una tensión de pico considerable. No obstante, el TAA320 ha sido diseñado para soportar picos de entrada de hasta 100 V sin deterioros.

En tocadiscos, el trasformador de poder para el amplificador,

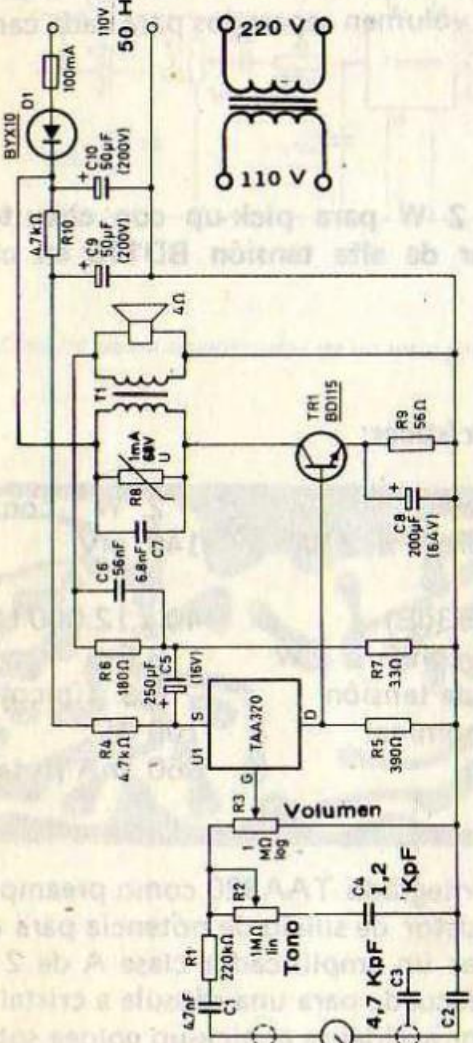


Fig. 4.14. Circuito del amplificador de dos watt.

puede omitirse utilizando una derivación del motor. El circuito está representado en la fig. 4.14.

El TAA320 es un circuito integrado monolítico que comprende tres componentes montados en una envoltura TO-18: un transistor MOS, un transistor de silicio n-p-n y un resistor. El circuito correspondiente se aprecia en la fig. 4.15.

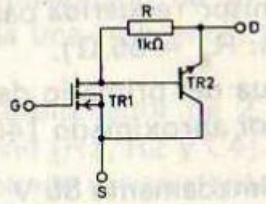


Fig. 4.15. Circuito interno del TAA320.

El resistor de polarización R ajusta la corriente de operación (I_S) del transistor MOS. Dado que su trasconductancia es proporcional a $\sqrt{I_S}$, el resistor R debe ser lo más bajo posible a fin de obtener máxima ganancia; por otro lado un valor bajo reduce la amplificación del transistor de silicio.

La condición R = 1 KΩ proporciona óptima transconductancia para todo el circuito integrado.

El TAA320 tiene la ventaja de que combina una alta transconductancia (g_{fe}) con una alta impedancia de entrada y un bajo nivel de ruido.

El transistor de silicio de alta tensión BD115 está destinado a etapas de salida clase A en amplificadores de audio, suministrando una salida de 2 W con una fuente de alimentación de 100 V. La mínima tensión V_{CER} de un transistor límite es de 254 V. El TAA320 requiere una corriente de operación de 10 mA para asegurar una transconductancia suficientemente alta y una conductancia de salida baja. Ya que se dispone de una tensión de alimentación alta, es posible autopolarizar el TAA320. A pesar de la dispersión de V_{GS}, la corriente de operación permanecerá casi constante.

La máxima excursión de la tensión colector/emisor de la etapa de salida será:

$$\hat{v}_{ce} = V_B - V_{CEK} - I_C (R_E + R_{TR})$$

donde:

V_B tensión de alimentación (100 V)

V_{CEK} tensión de codo del BD115 con pico máximo de corriente (6.5 V)

I_C corriente continua de operación del BD115 ($\cong$ 50 mA).

R_E resistencia mínima emisor requerida para estabilidad térmica (de mediciones resulta: $R_E = 56\ \Omega$).

R_{TR} resistencia en continua del primario del transformador de salida (en la práctica valor aproximado 140 Ω)

Por lo tanto, $\hat{v}_{ce}$ será aproximadamente 85 V

La carga alterna del colector está dada por:

$$R_L = \frac{(\hat{v}_{ce})^2}{2 P_o}$$

Con $P_o = 2$ W y $R_L = 1.8$ KΩ, la corriente pico de colector ($\hat{i}_c$) es de 47 mA. Para evitar distorsión debido al ajuste de la corriente, se requiere una corriente continua de operación de 50 mA. Con $h_{FE} = 20$ para un transistor BD115 de ganancia mínima, resulta $I_{B\ máx} = 2{,}5$ mA. La tensión continua de base (VR_5) es de 3.5 V con una corriente de operación del BD115 de 50 mA y con $V_{BE} = 0{,}7$ V.

Para calcular el disipador requerido por el BD115 debe tenerse en cuenta una disipación máxima absoluta (P_{tot}) de unos 6 W y una temperatura ambiente de 50° C. Ya que la temperatura máxima de la juntura es de 200° C, la resistencia térmica total debe ser:

$$R_{th\ j\text{-}a} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_o} = \frac{200 - 50}{6} = 25°\ C/W$$

La resistencia térmica $R_{thj\text{-}mb}$ del BD115 es de 12.5° C/W ,

de modo que la resistencia térmica carcaza-ambiente debe ser 25 — 12.5 = 12.5° C/W. Esto puede lograrse por dos métodos:

a) con el transistor montado directamente sobre un disipador de aluminio ennegrecido de 30 cm^2 en posición horizontal (R_{th} = = 12.5° C/W).

b) con el transistor montado con una arandela de mica sobre un disipador de aluminio ennegrecido de 50 cm^2 (R_{th} = 9° C/W). La arandela de mica agrega una resistencia térmica de unos 3.5°C/W.

En el circuito del amplificador de 2 W de la fig. 4.14 ha sido incluido un control de tono (R1, R2 y C4). El límite superior del ancho de banda (—3 dB) puede variarse entre 1 y 12 KHz por medio de R2. La alimentación es obtenida desde el punto medio del motor del tocadisco de 220 V y el pick-up está conectado a través de dos capacitores de 4.700 pF, porque de otra manera el chassis podría quedar conectado al terminal vivo de la red de 220 Volt.

La sensibilidad es de 150 mV para plena salida.

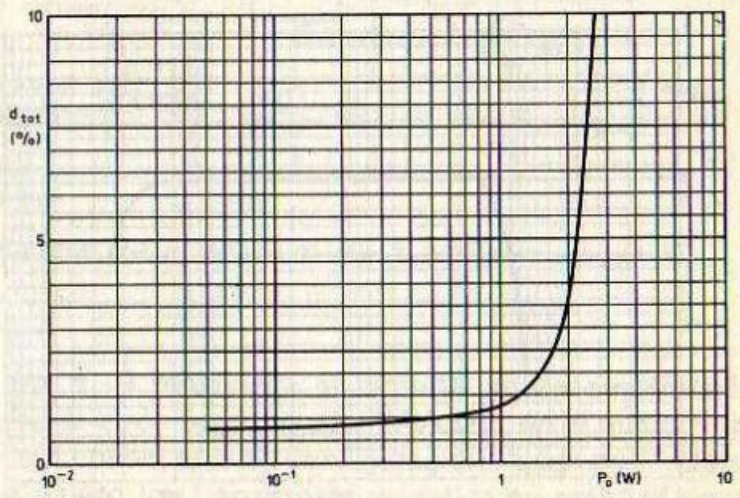


Fig. 4.16. Distorsión total a 1 KHz del amplificador de dos watt en función de la potencia de salida.

En la fig. 4.16 se muestra la distorsión en función de la potencia de salida, medida en el primario del trasformador de salida.

La respuesta de frecuencia del amplificador se observa en la fig. 4.17, dependiendo el punto —3dB en frecuencias bajas del trasformador de salida.

La figura 4.18 muestra el ancho de banda en potencia para $d_{tot} = 5$ %.

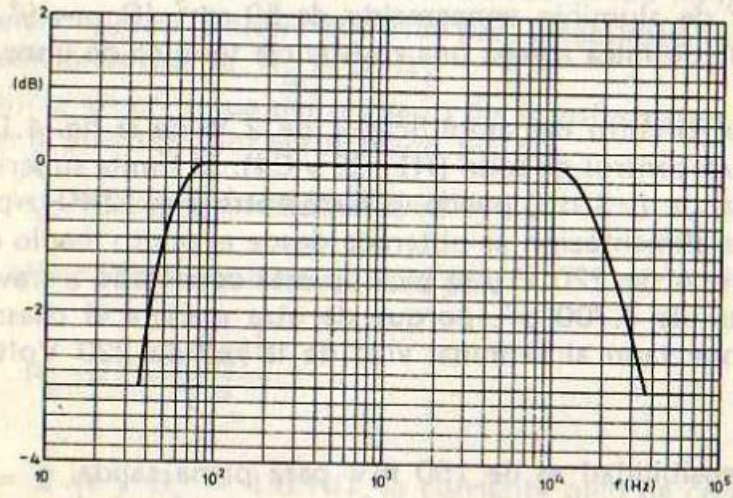


Fig. 4.17. Características de respuesta de frecuencia del amplificador de dos watt, (0 dB = 2 W).

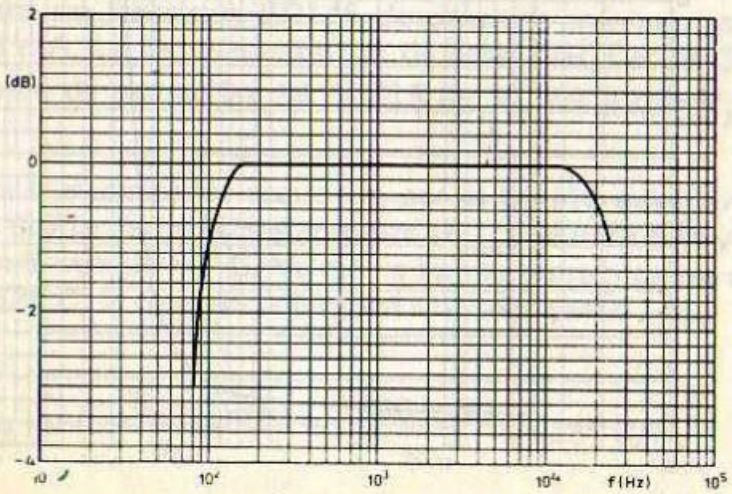


Fig. 4.18. Ancho de banda en potencia del amplificador de dos watt para 5 % de distorsión (0 dB = 2,2 W).

4.2.3 Amplificador de 4 Watt para pick-up con TAA320 y dos transistores de salida BD115

Especificación de características:

potencia de salida nominal	4 W con carga de 800 Ω
sensibilidad (1000 Hz) con $P_0 = 4$ W	100 mV
respuesta de frec. (—3dB)	50 a 12.000 Hz
distorsión armón. total con P = 4 W	5.5 %
factor de realimentacion de tension	4 (típico)
tensión de realimentación nominal	200 V
consumo de corriente	72 mA (total)

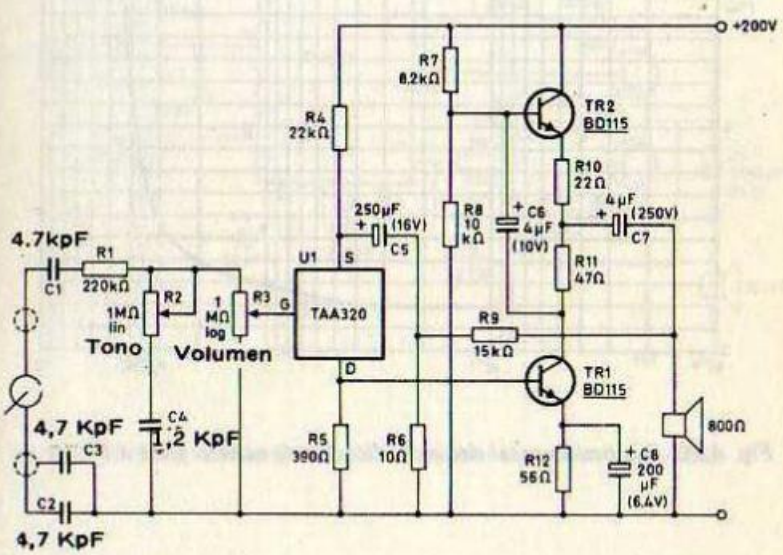


Fig. 4.19. Circuito del amplificador de cuatro watt para pick-up.

La fig. 4.19 representa el circuito de un amplificador de 4 W que emplea el circuito integrado TAA320, en el que dos transistores BD115 están conectados en configuración "push-pull" clase A "single ended". Estando los transistores de salida en realidad conectados en serie para la corriente continua, se requiere una tensión de alimentación de unos 200 V.

La señal de excitación para el transistor superior se obtiene de la caída de tensión sobre el resistor de colector del transistor inferior.

En alterna, la carga del colector es de 800 Ω, de manera que debe usarse un parlante con bobina móvil de 800 Ω o un transformador de salida adaptador.

Con excepción de la etapa de salida, este circuito es similar al amplificador descrito en el punto 4.2.2. La distorsión en función de la potencia de salida está dada en la fig. 4.20.

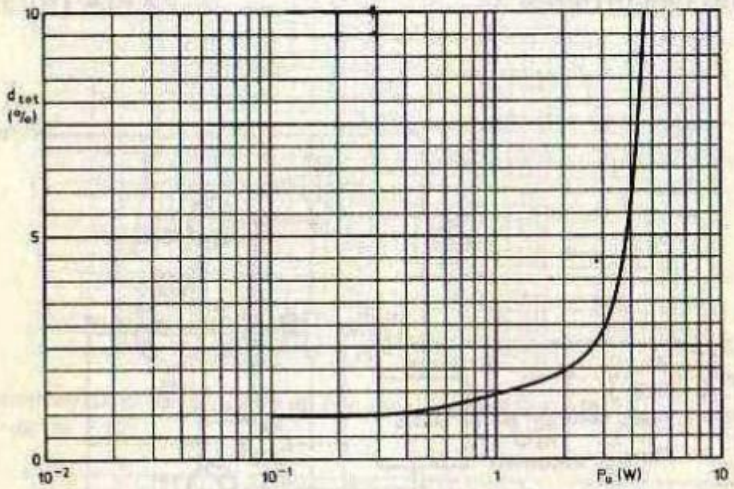


Fig. 4.20. Distorsión total del amplificador de cuatro watt a 1 KHz.

4.2.4 Amplificador de 4 Watt para automóvil sin trasformadores, con circuito integrado TAA435 y transistores de salida AD161/162

Especificación de características:

potencia de salida nominal	4 W con carga 5 Ω	
	R4 = 220Ω	R4 = 1KΩ
sensibilidad (1.000 Hz)		
para P_o = 4 W	15 mV	65 mV

para $P_o = 50$ mW	1.7mV	7.3 mV
impedancia de entrada	220 KΩ	
respuesta de frecuencia (−1.5 dB)	< 30 a 20.000 Hz	
distorsión arm. total con $P_o = 4$ W (desde 40 Hz hasta 12.5 KHz)	<1.0%	<0.6 %
relación señal/ruido (ref. Po= 50 mW)	50 dB	59 dB
resistencia int. en zócalo salida	0.21 Ω	0.11Ω
factor amortiguación con parlante 5 Ω	23.8	45.4
tensión de aliment. nominal	14 V	

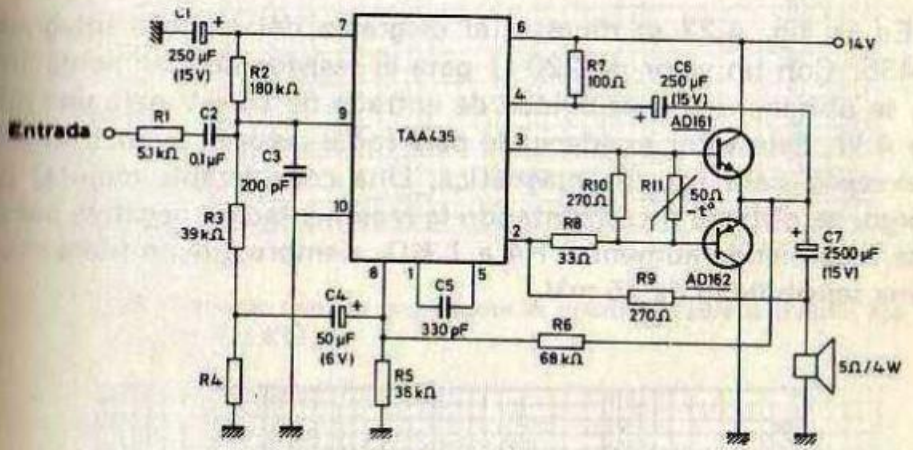


Fig. 4.21. Circuito del amplificador de cuatro watt para auto-radio.

La fig. 4.21 presenta un amplificador de 4 Watt que combina un circuito integrado TAA435 con transistores AD161/162. Esta combinación provee un excelente amplificador carente de trasformadores, que sigue la tendencia actual de reducir en lo posible el tamaño en amplificadores para receptores de auto. Hay dos versiones en las que se usan diferentes valores de realimentación negativa. El circuito integrado TAA435 sirve como etapa preexcitadora y excitadora de una etapa simétrica complementaria con transistores AD161/162.

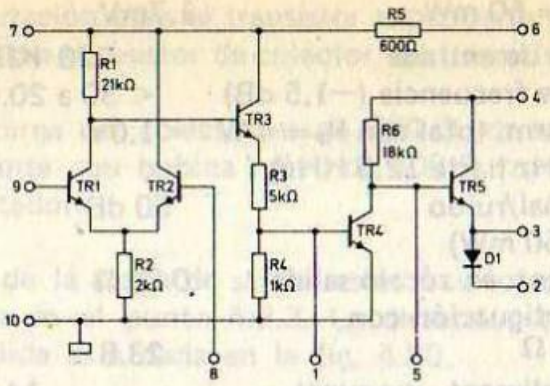


Fig. 4.22. Circuito interno del TAA435

En la fig. 4.22 se muestra el diagrama del circuito integrado TAA435. Con un valor de 220 Ω para el resistor de realimentación (R4), se obtiene una sensibilidad de entrada de 15 mV para una salida de 4 W. Este valor es adecuado para todas las aplicaciones normales, excepto para cápsula magnética. Una considerable mejora, sin embargo, se obtiene incrementando la realimentación negativa por lo que se recomienda aumentar R4 a 1 KΩ, siempre que no fuera esencial una sensibilidad de 15 mV.

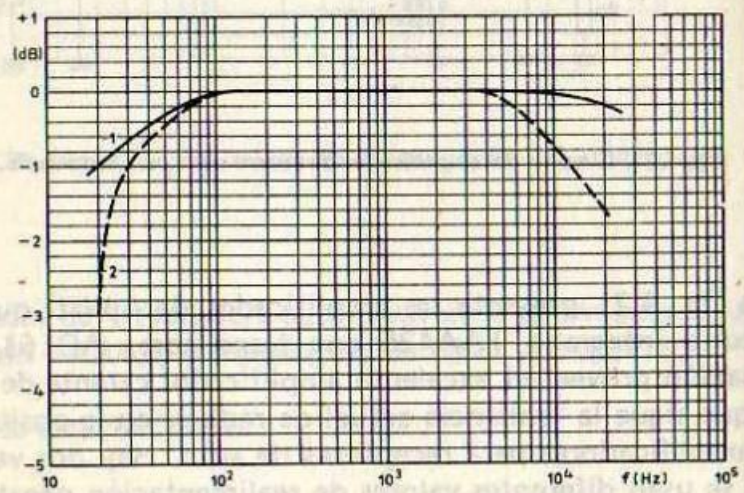


Fig. 4.23. Características de respuesta en frecuencia del amplificador para auto-radio de cuatro watt, 0 dB = 2 V.
Curva 1: con resistor de realimentación de 1 KΩ
Curva 2: con resistor de realimentación de 220 Ω

Las características de respuesta de frecuencia para dos valores de resistores de realimentación distintos están dadas en la fig. 4.23 Las fig. 4.24 y 4.25 muestran la distorsión armónica total en tres frecuencias: 40Hz 1 KHz y 12.5 KHz para R4 = 1 KΩ yR4 = 220Ω respectivamente. Las características del ancho de banda se observan en la fig. 4.26

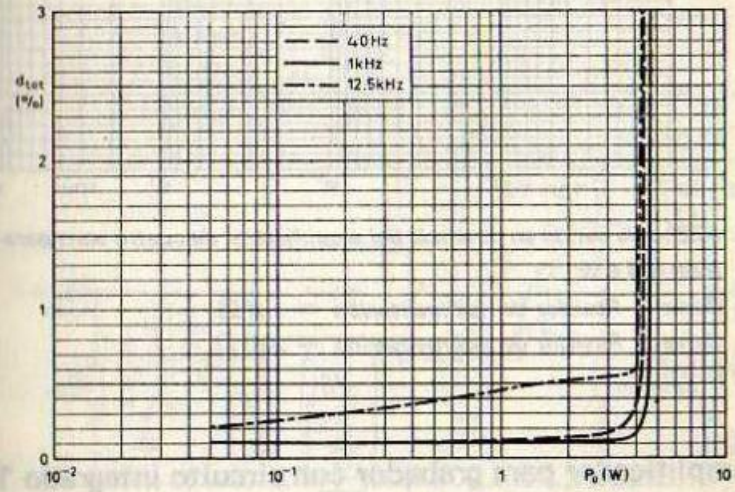


Fig. 4.24. Distorsión total del amplificador de cuatro watt para auto-radio, con R4 = 1 KΩ

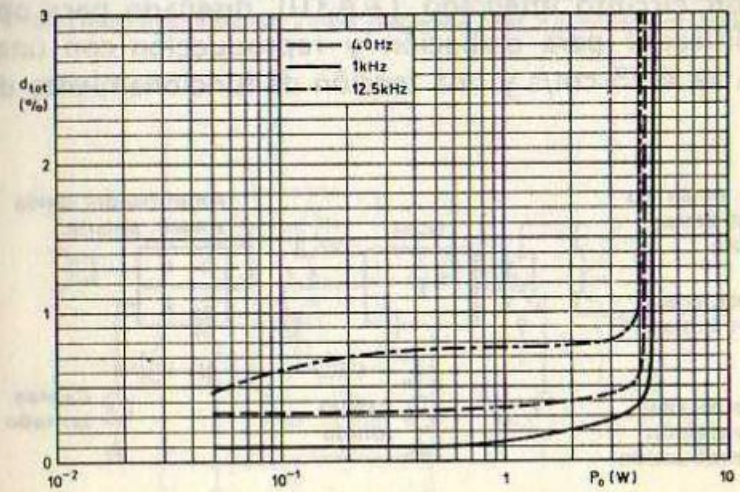


Fig. 4.25. Distorsión total del amplificador de cuatro watt para auto-radio con R4 = 220 Ω

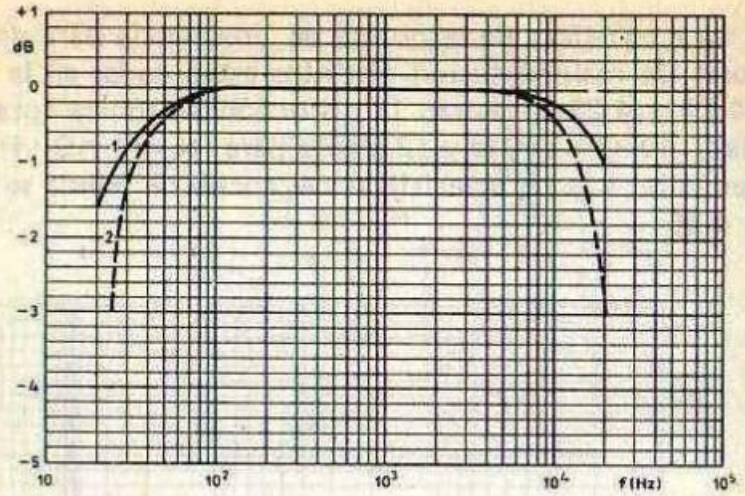


Fig. 4.26. Ancho de banda en potencia del amplificador de cuatro watt para auto-radio.
0 dB = 4.6 W.
Curva 1: Resistor de realimentación = 1 KΩ
Curva 2: Resistor de realimentación = 220 Ω

4.2.5 Amplificador para grabador con circuito integrado TAA310

La fig. 4.27 muestra el diagrama en bloques de un grabador completo con circuito integrado TAA310, diseñado para operar como preamplificador para grabación y reproducción con una velocidad de cinta de 4.75 cm/s y una tensión de funcionamiento de 7.0 Volt.

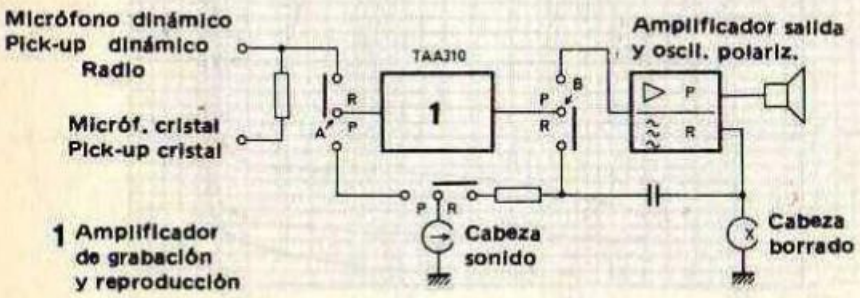


Fig. 4.27. Diagrama en bloques del grabador con circuito integrado TAA310.
R = grabación, P = reproducción. Los puntos A y B se refieren a la entrada y salida respectivamente del circuito. 4.28.

El circuito del amplificador para grabación/reproducción se aprecia en la fig. 4.28 y el del circuito integrado TAA310 en la fig. 4.29. El primer transistor de la etapa de entrada es de bajo ruido, con un ruido máximo de 4 dB medido en un ancho de banda desde 30 Hz hasta 15 KHz. El ajuste de la corriente (100 μA) de este transistor se eligió haciendo un compromiso entre ganancia, impedancia de entrada y característica de ruido.

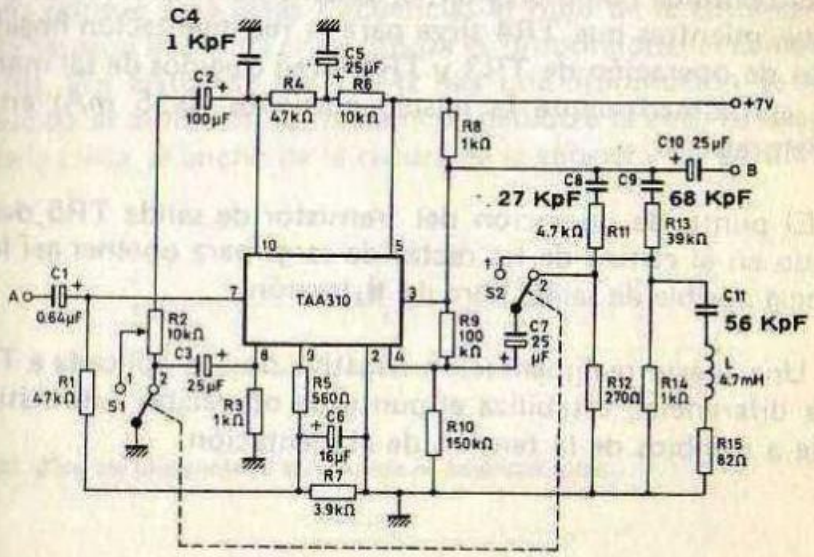


Fig. 4.28. Circuito del amplificador de grabación y reproducción. Las llaves S2 y S1, se ubican en la posición 1 para grabación y en 2 para reproducción.

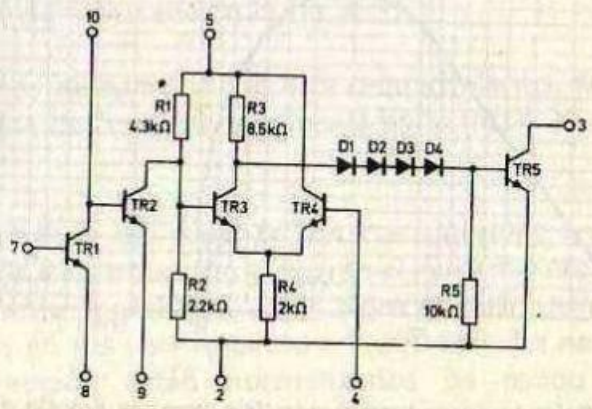


Fig. 4.29. Circuito interno del TAA310.

Durante la grabación el volumen es controlado entre el primero y el segundo transistor por R2, cuyo cursor está conectado a masa, lográndose un rango de control de aproximadamente 70 dB.

Los transistores TR3 y TR4 forman un amplificador diferencial. Este tipo de circuito fue elegido porque constituye un simple método de obtener una realimentación negativa eficaz tanto en corriente continua como en alterna. Solamente TR3 actúa como amplificador, mientras que TR4 sirve para la realimentación negativa. Los puntos de operación de TR3 y TR4 están elegidos de tal manera que fluye aproximadamente la misma corriente (0.35 mA) en ambos transistores.

El punto de operación del transistor de salida TR5 debe estar ubicado en el centro de las rectas de carga para obtener así la mayor potencia posible de salida libre de distorsión.

Una fuerte realimentación negativa de c.c. aplicada a TR4 de la etapa diferencial, estabiliza el punto de operación automáticamente frente a cambios de la tensión de alimentación.

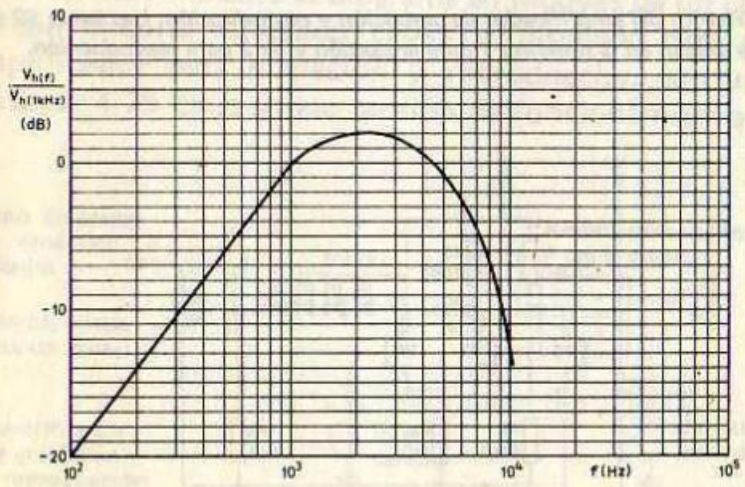


Fig. 4.30. Tensión de la cabeza reproductora (sin carga) en función de la frecuencia.

Si la cabeza grabadora del equipo es alimentada con una corriente de amplitud constante, la tensión suministrada por la cabeza de sonido durante la reproducción depende fuertemente de la frecuencia. En la fig. 4.30 se puede observar la dependencia de la tensión de reproducción en función de la frecuencia para una velocidad de 4,75 cm/s.

En frecuencias bajas la tensión sube con la frecuencia casi en forma lineal, porque para estas frecuencias el flujo de la cinta es constante y la tensión inducida en la cabeza es proporcional al cambio del flujo $d\phi/dt$. Por arriba de los 2 KHz hay una disminución de la tensión inducida al aumentar la frecuencia, debido a la auto-desmagnetización de la cinta, al ancho de la ranura de la cabeza y las pérdidas del hierro.

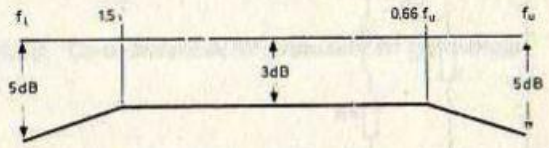


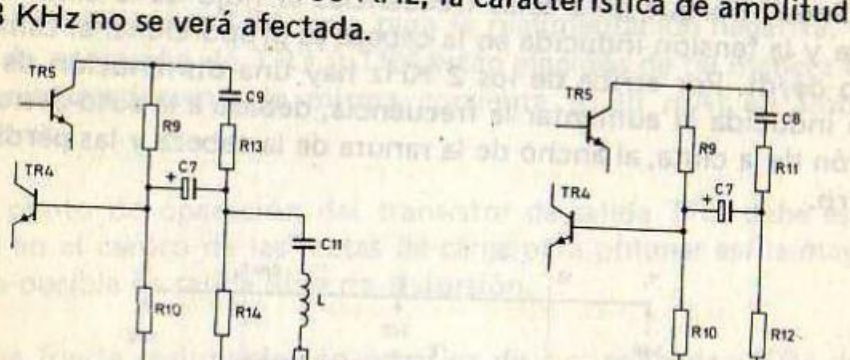
Fig. 4.31. Zona de tolerancia de la respuesta en amplitud total.

Los puntos de 3 dB de la respuesta en amplitud total de un grabador de cinta con una velocidad de 4.75 cm/s., deben estar en 80 Hz y en 6300 Hz. La respuesta en amplitud deberá estar dentro de la zona de tolerancia mostrada en la fig. 4.31.

Con fines de cumplir con este requerimiento, deberá ser corregida la respuesta de frecuencia indicada en la fig. 4.30.

Los circuitos de ecualización conmutables en el amplificador para grabación/reproducción aseguran el aumento requerido de agudos (13 dB) durante la grabación y de bajos (17 dB) durante la reproducción (valores en dB con respecto a 1.000 Hz). La naturaleza y el rango de corrección están normalizados de modo que las cintas grabadas con distintos grabadores son intercambiables. La fig. 4.32 muestra el circuito de las mallas de ecualización empleadas, mientras

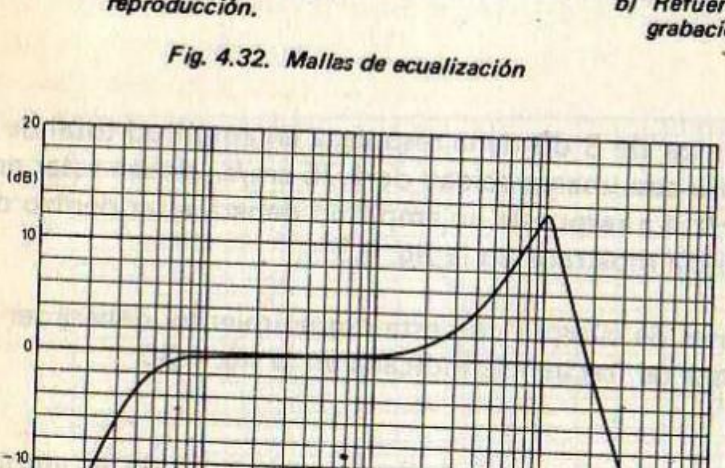
que la fig. 4.33 muestra las respuestas de frecuencia obtenidas. La resistencia de carga del amplificador será diferente para cada fuente de señal y dado que no puede usarse una única malla, es necesario calcular los valores de las resistencias de carga de entrada requeridas. Para asegurar una característica plana para la fuente de la señal cargada y evitar atenuación en altas frecuencias, el punto —3 dB de la característica deberá encontrarse en una frecuencia mucho más alta. Tomando un valor de 30 KHz, la característica de amplitud total en 6.3 KHz no se verá afectada.



a) Refuerzo agudos en reproducción.

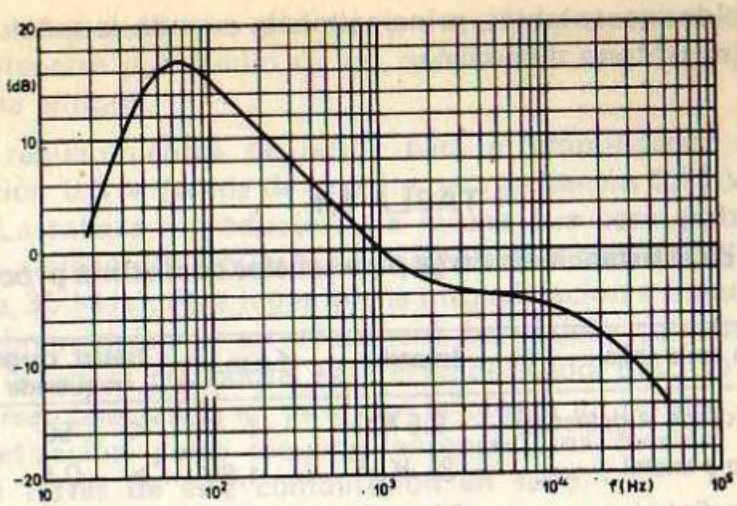
b) Refuerzo bajos en grabación.

Fig. 4.32. Mallas de ecualización



a) Reproducción.

Fig. 4.33. Característica de respuesta en frecuencia.



b) Grabación

Fig. 4.33. Características de respuesta en frecuencia

Como ejemplo, se calcularán dos de las resistencias de carga requeridas. Para la entrada de radio, se supone que el cable entre la radio y el grabador tiene una longitud de 2 m y una capacitancia de 40 pF/m. Entonces, el valor de la resistencia de carga que no debe excederse es:

$$R_1 = 1/(2\pi f_{-3db} C) = (2\pi \times 3 \times 10^4 \times 8 \times 10^{-11})^{-1} = 66\ k\Omega$$

Para la entrada de la cabeza reproductora, la inductancia serie de la cabeza (L = 40 mH) determinará la caída de alta frecuencia. Aquí la resistencia de carga será:

$$R_1 \quad R_1 = 2\pi f_{-3dB} L = 2\pi \times 3 \times 10^4 \times 4 \times 10^{-2} = 7.5\ k\Omega$$

La tabla 4.1 da la resistencia de diversas fuentes de señal junto con su f.e.m. y la resistencia de carga requerida.

El control de volumen no puede ser incorporado en el circuito de entrada del amplificador, porque introduce ruido y nivel

de zumbido inaceptables, principalmente cuando la señal disponible es baja (micrófono dinámico).

TABLA 4.1

Valores de resistencia de carga para señales de distinta procedencia

Origen de la señal	Imped.	f.e.m.	Resist. carga requerida
radio (desde el detector)	0.5 MΩ	1 V	< 50 KΩ
pick-up a cristal	3 KpF	1.6V	> 0.5 MΩ
pick-up dinámico	80 KΩ	1 a 2 V	10 KΩ
micrófono a cristal	1,5 KpF	5 mV	> 1 MΩ
micrófono dinámico	200 Ω	0.5 mV	10 KΩ
cabeza reproductora	L = 40 mH R = 100 Ω	típ. 0.5 mV mín. 0.375mV	> 8 KΩ

Como resultado, algunas señales de entrada de alto nivel, como p.e. radio, tendrán tendencia a sobrecargar la entrada. Sin precauciones y debido a que el sistema de control de volumen empleado influye sobre la realimentación negativa de alterna en el emisor de TR1, la resistencia de entrada puede alcanzar valores más altos que 50 KΩ (dependiendo del punto de ajuste del control de volumen). El requerimiento de mantener la resistencia de entrada del amplificador debajo de los 50 KΩ, se soluciona colocando en paralelo con la entrada un resistor de 47 KΩ.

La resistencia de entrada más baja será entonces de 8.3 KΩ. La impedancia de entrada en estas condiciones es adecuada para reproducción de radio, micrófono dinámico y pick-up dinámico.

Para las entradas de pick-up a cristal y de micrófono a cristal las resistencias de carga requeridas quedan determinadas por la máxima atenuación tolerable de la tensión de entrada en frecuencias bajas. Debido a que la resistencia de entrada del amplificador estará entre 8 y 50 KΩ (reproducción y grabación de radio), la resistencia

de entrada requerida para pick-up y micrófono a cristal (> 1 MΩ) deberá obtenerse por medio de un resistor adicional, conectado en serie con la entrada.

Los requerimientos de salida para el amplificador son para reproducción 0,6 V (salida de línea) y para grabación 0.75 V a través de 5 Ω. La cabeza reproductora (la misma que para grabación) es modulada a pleno con 150 μA a 1 KHz (la corriente de polarización es 1 mA a 35 KHz). Para lograr plena magnetización a frecuencias altas sin sobremodulación en frecuencias bajas debe comandarse por corriente la cabeza grabadora. Para el amplificador descrito esto puede realizarse conectando en serie con la cabeza un resistor de 5 KΩ. La magnetización plena requiere entonces una tensión r.m.s. de 0.75 V a través de esta combinación en serie.

En la tabla 4.1 vemos que la entrada más baja corresponde a grabación con un micrófono dinámico (0.5 mV). Debido a que la resistencia de entrada del amplificador es alta en relación con la impedancia de un micrófono dinámico, puede suponerse que se obtiene en la entrada la f.e.m. total del mismo. Para grabación, la ganancia de tensión requerida será entonces:

$$G_v = 0.75/(0.5 \times 10^{-3}) = 1500 \text{ (64 dB)}.$$

A esto debe agregarse 13 dB para corrección de agudos, lo que da un total de

$$G_v = 64 + 13 = 77 \text{ dB}.$$

Durante la reproducción la ganancia de tensión requerida es:

$$G_v = 0.6/(0.375 \times 10^{-3}) = 1600 \text{ (64.5 dB)}.$$

debiéndose agregar a esta ganancia 17 dB para corrección de bajos. Entonces la ganancia total durante la reproducción debe ser como mínimo 64.5 + 17 = 81.7 dB. La ganancia mínima del amplificador aquí descrito es de 83 dB.

4.3 Combinado estereofónico transistorizado con circuito integrado TAA300

Describiremos ahora un equipo que utiliza un sintonizador con transistores de silicio BF194-BF195 en su parte de radio y un amplificador estereofónico con dos circuitos integrados TAA300 en su parte de audio. Ambas etapas están resueltas en plaquetas impresas separadas, lo que ofrece mayores posibilidades de montaje. El equipo está diseñado para operar con 9 Volt en c.c. ó 220 Volt de C.A. 50 Hz.

4.3.1 Introducción

Dentro de la linea de circuitos integrados lineales el TAA300 demostró ser el que ofrece mayores posibllidades de aplicación directa en el campo de audio. Esto se debe principalmente al reducido número de componentes adicionales que necesita, para formar el circuito completo de un amplificador de 1 Watt. Si a esto agrega el hecho de que todos los elementos adicionales son pasivos, que la tensión de alimentación y consumo permite aplicarlo en equipos portátiles de mediana potencia y que sus dimensiones reducen al mínimo las dificultades de montaje, las razones de su éxito son fácilmente explicables.

En cuanto a los transistores de silicio, es innegable que la industria electrónica muestra una tendencia cada vez mas marcada hacia esa técnica, que sin duda reemplazará a los transistores de germanio. Las ventajas más notables son: mayor ganancia, mayor ancho de banda y menor cifra de ruido. En el campo de RF la característica más apreciable de los transistores de silicio frente a los transistores de germanio, es la menor dependencia del punto de trabajo respecto de la temperatura.

Este circuito consta de un amplificador estereofónico con 2 circuitos integrados y un sintonizador de radio con transistores de silicio, logrando así un pequeño combinado de 1 Watt por canal. A continuación se detallan los aspectos más importantes de este equipo.

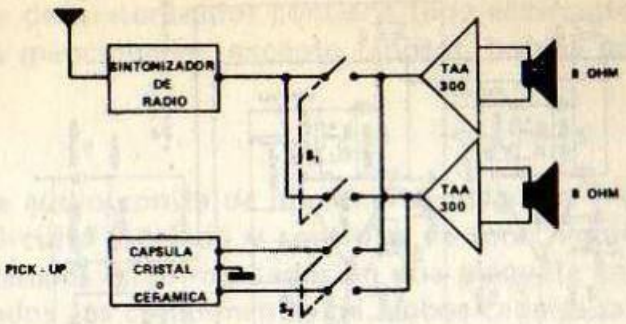


Fig. 4.34.

4.3.2 Descripción general del equipo

La figura 4.34 muestra el diagrama en bloques del equipo, mientras que la figura 4.35 detalla el circuito completo.

Básicamente puede dividirse al equipo en dos partes: sintonizador de radio y amplificador estereofónico. La interconexión de ambas partes entre sí y del pick-up con el amplificador estereofónico, se realiza mediante dos llaves doble interruptoras. S1 y S2 permiten excitar ambos integrados ya sea con la señal monofónica proveniente del sintonizador de radio o con la señal estereofónica suministrada por el pick-up. La llave S2 forma parte de la bandeja pasadiscos y actúa conjuntamente con la llave interruptora del motor. En cuanto a S1, es una llave independiente que conecta o desconecta la salida de radio de las entradas de ambos canales.

Como el consumo del sintonizador es muy pequeño, se consideró que (a efectos de simplificar el conexionado) no existiría inconveniente en dejarlo funcionando aún en la posición de fono.

El sintonizador de AM consta de una etapa conversora, dos etapas de FI y una etapa detectora. A fin de evitar posibles oscilaciones y permitir una mayor versatilidad en el montaje, se separó la parte del sintonizador de la de audio, montándose ambas en sendas plaquetas impresas.

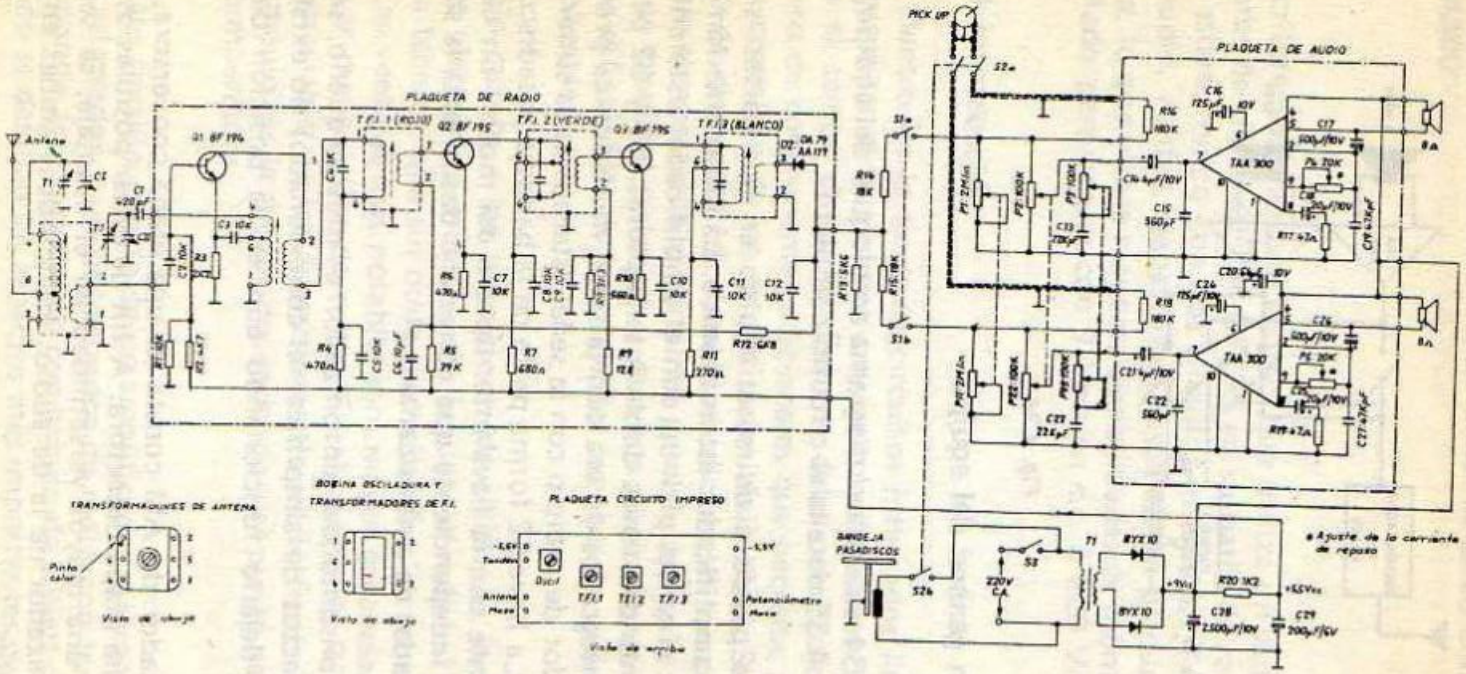


Fig. 4.35. Diagrama general del equipo

La plaqueta del sintonizador contiene todo el circuito asociado a las tres etapas mencionadas, excepto tandem, bobina de antena y fuente.

La etapa de audio consta de un circuito integrado TAA300 por canal, todo su circuito asociado y controles de tono, volumen y balance. Los dos canales están montados en una plaqueta en la que están incluídos todos los componentes de ambos canales salvo potenciómetros, capacitores del control de tono y fuente. Tanto la plaqueta del sintonizador como la de audio no presentan dificultades de montaje, debido a sus reducidas dimensiones.

4.3.3 Sintonizador de radio

El circuito desarrollado se armó en una plaqueta de circuito impreso obtenible en plaza. La plaqueta utiliza trasformadores de frecuencia intermedia y bobina osciladora tipo miniatura, junto con modernos transistores de silicio tipo BF194 — BF195

Los gabinetes de las bandejas pasadiscos son generalmente metálicas, debido a esto se utilizó un trasformador de antena para tándem de 410 pF de capacidad máxima. Se optó por dicho trasformador por no disponerse ninguno para tandem miniatura, siendo necesario por lo tanto utilizar también una bobina osciladora para tándem de 410 pF.

4.3.4 Descripción del circuito

El circuito del sintonizador de radio puede verse en el diagrama general del equipo (fig. 4.35).

Semiconductores empleados en las distintas etapas

Conversor	BF194
1er. amplificador de F.I.	BF195
2do. amplificador de FI	BF195
Detector	AA 119/OA79

Etapa de radiofrecuencia y conversora

El circuito de RF es convencional, utilizándose un transistor BF194 (Q1) como conversor y oscilador simultáneamente.

Posee una bobina de antena que se ajusta por permeabilidad El acoplamiento a la base del transistor conversor se efectúa mediante un capacitor de 10 KpF.

El capacitor variable utilizado es un tandem doble de secciones iguales, con capacidades máximas de 410 pF. El padder es un capacitor fijo de 420 pF.

Etapa de frecuencia intermedia

El canal de FI lo componen dos transistores BF 195 (Q2 y Q3) y tres trasformadores de simple sintonía ajustables, por permeabilidad a una frecuencia de 465 KHz.

Etapa detectora y control automático de ganancia (CAG)

La detección se realiza por medio de un diodo de germanio AA 119. La tensión del C.A.G. se obtiene de la tensión continua desarrollada por el diodo sobre la malla detectora. La acción de CAG, se ejerce sobre la base del transistor controlado (primer amplificador de FI).

4.3.5 Mediciones realizadas

Polarización de las etapas, corrientes de colector (indicadas en mA)

Conversor	0,45
1er. amplificador de F.I.	0,38
2do. amplificador de F.I.	0,72

Tensión del oscilador

La tensión oscilante medida en emisor del transistor conversor es la que se da a continuación:

Tandem cerrado	75 mV
Tandem abierto	85 mV
Cobertura de banda:	530 — 1.600 KHz

Características del canal de FI

Sensibilidad máx. en base del conversor para 50 mW de salida 2 μV
Ancho de banda para 6 dB de atenuación ..... 4 KHz

Sensibilidad de antena. Las sensibilidades de antena fueron tomadas para 50 mW de salida, resultaron con relación señal/ruido mejor que 13 dB.

600	KHz	.....	3.5 μV
1000	KHz	.....	7 μV
1400	KHz	.....	8.5 μV

Acción de C.A.G.: Se considera buena; deforma cuando se aplica señal del orden de los 2,5 mV.

4.3.6 Amplificador de audio

Dado que las características y circuito interno del TAA 300 han sido objeto de un punto anterior (4.2.1) no es necesario realizar aquí un análisis del mismo. Por lo tanto, nos limitaremos a indicar los criterios adoptados para la elección de sus componentes asociados.

Descripción del circuito

Como se ve en la fig. 4.35 se utiliza un TAA300 por canal. En el circuito de entrada se incluyen los controles de tono, balance y volumen; y una resistencia en serie con la señal, a fin de elevar la impedancia de entrada total.

Esto se debe a que la impedancia de entrada del TAA300 es aproximadamente 15 KOhm, valor demasiado bajo para cargar una cápsula cristal o cerámica. Por otra parte, no se puede aumentar demasiado el valor de la resistencia serie, dado que ello implicaría una disminución en la sensibilidad del amplificador. Por lo tanto, haciendo un compromiso entre la impedancia de carga óptima y la sensibilidad, se obtiene el valor de 180 KOhm adoptado en nuestro caso.

Si bien está por debajo del valor óptimo y existe pérdida de respuesta en baja frecuencia, el rango de frecuencias que abarca el equipo, lo hacen apto para usos generales; y por lo tanto la solución de compromiso es efectiva.

Los valores de los potenciómetros de tono, balance y volumen, han sido elegidos también de manera que no desmejoran la cifra de sensibilidad del equipo. Esta cifra ha sido elegida a fin de asegurar el funcionamiento del equipo tanto con cápsulas cerámicas como con cápsulas de cristal y dejando además un cierto margen de seguridad. Por lo tanto, si se utilizan cápsulas que entreguen señales mayores que la cifra de sensibilidad de los amplificadores, puede aumentarse el valor de la resistencia serie y mejorar así la respuesta en bajos del equipo.

La señal del sintonizador de radio se alimenta a la entrada de ambos integrados a través de respectivas resistencias de 18 KOhm. En este caso, la resistencia serie se incluye a fin de reducir la señal de salida del sintonizador a un valor adecuado para excitar los circuitos integrados TAA300.

Los demás componentes asociados a ambos circuitos se conservan en los valores recomendados por el manual o similares a ellos. La única excepción son los capacitores de salida, que estando en se-

rie con la carga pueden mejorar la respuesta del equipo en baja frecuencia. Por ello, se los ha elegido de alto valor a fin de no introducir pérdidas adicionales en graves.

4.3.7 Mediciones efectuadas

Las siguientes mediciones corresponden al promedio de ambos amplificadores, medidos sobre el prototipo armado en Laboratorio.

Las condiciones en que se efectuaron las medidas son:

- Control de volumen máximo
- Control de tono en posición de mínima atenuación de agudos
- Canales balanceados, y
- Tensión de fuente nominal

a) Potencia y sensibilidad al 10% de distorsión armónica.

$$P = 1 \text{ Watt} \qquad S = 180 \text{ mV}$$

b) Potencia y sensibilidad al 5% de distorsión armónica (potencia musical).

$$P = 825 \text{ mW} \qquad S = 155 \text{ mV}$$

c) Ancho de banda (para -3 dB respecto a 1 KHz).

Se mide alimentando la señal del generador a través de una capacidad de 1000 pF para simular la acción capacitiva de la cápsula, resulta:

$$fci = 600 \text{ Hz} \qquad fcs = 62 \text{ KHz}$$

d) Relación señal/ruido respecto a 1 Watt de salida: mejor que 44 dB .

e) Acción de control de tono: Se muestra en la figura 4.36. Estas curvas se han medido colocado el control de tono en las posiciones de máxima y mínima atenuación. En un caso se han excitado los

amplificadores en forma directa y además se incluyen las curvas correspondientes a excitación a través de un capacitor de 1.000 pF. Estas últimas permiten dar una idea aproximada del comportamiento del conjunto cápsula-amplificador.

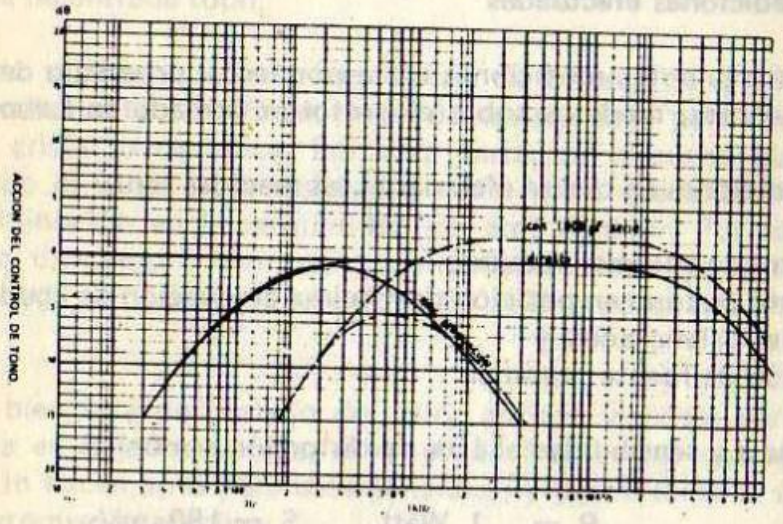


Fig. 4.36. Acción del control de tono.

Ajuste de amplificadores

Es único para cada integrado. Se efectúa mediante los potenciómetros tipo pre-set, incluidos en la plaqueta de audio. Para llevar los amplificadores a su punto de trabajo correcto, debe ajustarse la corriente de reposo total de cada uno de ellos al valor de 8,5 mA medidos para una tensión de alimentación nominal de 9 Volt.

Montaje de los amplificadores

Ambos canales se montan en la plaqueta impresa mostrada en la figura 4.37. En la misma, se ha logrado una distribución de componentes tal que reduce al mínimo la posibilidad de oscilaciones parásitas y que además simetriza la ubicación de los elementos.

Como se trata de una plaqueta universal, que permite el armado de diferentes configuraciones de entrada, se han utilizado solamente

las posiciones necesarias para el montaje de los componentes de la figura 4.35. Si se deseara incluir otro tipo de circuito de entrada por ejemplo, con malla de compensación, bastará con alterar un poco la ubicación de los componentes existentes para obtener la nueva configuración deseada.

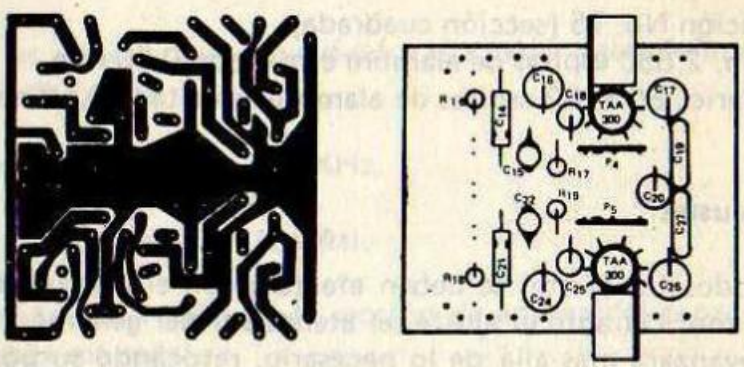


Fig. 4.37. Plaqueta de Audio.

En cuanto al montaje de la plaqueta sobre el chasis del pasa-discos, no representa ningún problema dado que el volumen ocupado por el amplificador (52 mm x 60 mm x 30 mm) permite colocarlo a voluntad a lo largo del gabinete. Si la distancia de los potenciómetros a la plaqueta no es muy grande, no es necesario blindar los cables de interconexión correspondientes. Lo mismo ocurre con los cables provenientes del sintonizador de radio.

4.3.8 Fuente de alimentación

En la figura 4.35 se muestra el circuito completo de la fuente. Como puede verse, se trata de un rectificador de onda completa con diodos BYX10, que utiliza un trasformador con punto medio en el bobinado secundario. Se incluyen dos celdas de filtro: la primera formada por la resistencia del bobinado secundario y de los diodos y una capacidad de alto valor (2.500 μF) y otra celda; para reducir la tensión de fuente al valor adecuado para alimentar el sintonizador de radio.

Si se deseara utilizar el conjunto en equipos portátiles, bastará con disponer de una batería o conjunto de pilas que suministren los 9 Volt de entrada y disponer de una derivación para el sintonizador de radio del orden de los 5.5 Volt aproximadamente.

Datos del trasformador T1

Laminación No. 75 (sección cuadrada)
Primario: 2.650 espiras de alambre esmaltado 0,20 mm
Secundario: 80 + 80 espiras de alambre esmaltado 0,50 mm

4.3.9 Ajustes

Todos los ajustes se deben efectuar con el control de volumen al máximo. Durante el ajuste, el atenuador del generador de señales no se avanzará más allá de lo necesario, retocando su posición toda vez que la progresión del ajuste lo requiere.

Ajuste de la etapa de frecuencia intermedia

a) Generador de señales en 465 KHz, aplicado en la base del transistor conversor a través de capacitor de 10 KpF.

b) Capacitor variable en capacidad mínima (abierto).

c) Ajustar a máxima respuesta y en el siguiente orden: el núcleo de T.F.I. 3, luego T.F.I. 2 y T.F.I. 1 repitiendo varias veces estas operaciones hasta lograr el ajuste correcto del canal de frecuencia intermedia.

Ajuste de la etapa de radiofrecuencia

a) Generador de señales en 1600 KHz, aplicado al borne de antena del receptor a través de la antena fantasma adecuada.

b) Capacitor variable en mínima capacidad (abierto).

c) Sintonizar la señal con el trimmer (T2) del tanque oscilador.

d) Pasar el generador a 530 KHz.

e) Capacitor variable en máxima capacidad (cerrado).

f) Sintonícese con el núcleo de la bobina osciladora la señal.

g) Repetir las operaciones a-b-c-d-e-f hasta dejar bien definidos los extremos de banda.

h) Ajustar el generador en 1400 KHz.

i) Sintonizar el tandem con la señal.

j) Ajustar el trimmer (T1) de la sección de antena del capacitor variable a máxima señal..

k) Llevar el generador a 600 KHz.

l) Buscar con el tandem la señal.

m)Ajústese el núcleo de la bobina de antena, hasta encontrar un punto de máxima salida.

n) Repetir las operaciones h-i-j-k-l-m.

ESCANEADO POR
POLIRUBRO

REQUERIMIENTOS PARA FUNCIONAMIENTO DE ALTA FIDELIDAD

5.1 La ilusión de alta fidelidad

Desde los primeros días de la existencia del gramófono los entusiastas estuvieron discutiendo sobre la "fidelidad" o la "naturalidad" de la reproducción, hecha posible por cada nuevo avance tecnológico. El uso del término "alta fidelidad" que aparece hoy en día, vuelve a los entusiastas todavía más críticos que antes en cuanto a instalaciones de sonido se refiere.

Alta fidelidad es un término que puede ser definido con referencia a todo tipo de gráficos y especificaciones y gracias a este método se puede medir el grado de fidelidad;

Pero, para beneficio del oyente, cuya satisfacción deriva de la posibilidad de oir hermosos sonidos, preferimos describir la alta fidelidad como una reproducción de sonido realista con los mejores equipos normalmente disponibles.

Nunca podemos esperar fidelidad absoluta del sonido original de una gran orquesta al reproducirlo en casa. Lo mejor que podemos hacer, no obstante, es disfrutar de una agradable impresión del sonido original, presentado de una manera adaptada a las características del recinto de audición. En general: cuanto mejor el equipo, tanto mayor el costo. Los buenos equipos cuestan dinero dado que cada componente de la cadena de alta fidelidad debe ser de buena calidad.

Pero el dinero puede malgastarse fácilmente, particularmente cuando se tiene la impresión de que se puede obtener reproducción de alta fidelidad con todo el equipo montado en un único mueble.

A menos que el equipo se monte en un gabinete en el que las vibraciones de los parlantes pueden ser aisladas completamente de las partes sensibles del sistema, como p.e. la cápsula del fonocaptor, deben usarse parlantes separados.

Las distintas partes de una instalación de alta fidelidad —amplificadores, pick-ups, parlantes, etc.— pueden adquirirse separadamente. Esto significa que por lo menos se necesitarán dos gabinetes y el parlante es uno de ellos. Para instalaciones estereofónicas se precisarán por lo menos tres gabinetes. Una instalación completa fácilmente puede consistir de una unidad sintonizadora, un grabador, una bandeja pasadiscos, una unidad de control, dos amplificadores de potencia y los parlantes.

De lo dicho se desprende que el dinero debe invertirse cuidadosamente, seleccionando adecuadamente los componentes de la cadena de alta fidelidad.

Hay que recordar también que **un equipo monoaural de buena calidad es infinitamente superior a un equipo estereofónico de calidad pobre** y es además considerablemente más barato. Este libro ofrece una guía de qué puede esperarse, qué es necesario y qué puede realizarse para crear una **ilusión de alta fidelidad.**

5.2 Las fuentes de sonido de alta fidelidad

Para el uso doméstico existen cuatro fuentes de sonido de alta fidelidad: el disco, la cinta magnética, la radio de muy alta frecuencia (VHF) con modulación por frecuencia (FM) y el sonido de televisión. Hay entonces una sólida razón para conocer los rangos de frecuencias de cada una de estas fuentes de sonido y saber qué debe hacerse para tener la seguridad de que la instalación completa es capaz de pasar estas frecuencias al parlante sin "sacar o agregar" nada. Ciertamente esta aproximación a la reproducción de sonido es posible, pero no para alta fidelidad.

Una nota musical consiste de un tono **fundamental** con una determinada **frecuencia de vibración,** acompañado por una serie de **armónicas,** cada una de las cuales es múltiplo de la frecuencia fundamental. La cantidad de energía sonora que contiene cada armó-

nica depende del tipo de instrumento que produce el sonido y esto es lo que distingue un instrumento de otro. En música, la frecuencia se conoce como "tono", mientras que la característica del sonido, que depende de la proporción de armónicas contenidas se conoce como "timbre". Las armónicas a veces se conocen por "sobretonos". La frecuencia fundamental más alta que puede producir un violoncelo es de unos 700 Hz, pero el contenido armónico de su música se extiende a unos 20.000 Hz. Si la respuesta de frecuencia de la instalación de sonido está limitada a unos 700 Hz, entonces la música de violoncelo no sonará como violoncelo porque sus armónicas no serán reproducidas. Si se llegara a limitar la respuesta del sistema a unos 400 Hz, todo sonará como una tuba (una tuba sin armónicas, por supuesto).

Por esta razón creemos que, medir los requerimientos de alta fidelidad con ayuda de unos cuantos ábacos que pueden originar equivocaciones, como p.e. la tabla de frecuencias para distintas fuentes de sonido, no sería satisfactorio y por eso recomendamos dirigir la atención sobre la reproducción de un rango mucho más amplio de frecuencias. ¿Pero cómo lograrlo?

Afortunadamente los fabricantes de equipos en todo el mundo han hecho miles de pruebas de audición, resultando para la alta fidelidad un rango de 40 a 20.000 Hz como solución de compromiso. Naturalmente, cualquier frecuencia deberá ser reproducida sin distorsión apreciable.

De esto se puede deducir que, si se desea reproducción de alta fidelidad, debe elegirse un parlante de un rango de frecuencias igual o mejor que el resto de la instalación. La naturaleza de la fuente de sonido realmente tiene muy poco que ver con su elección, porque la versatilidad de las entradas es una de las propiedades más importantes de la mayoría de los equipos de alta fidelidad; si es posible una reproducción sobre un rango de frecuencias de 40 a 20.000 Hz sin distorsión notable, parlante incluido, entonces podemos hablar de alta fidelidad.

Queremos mencionar que no todas las personas son capaces de percibir frecuencias superiores a 20.000 Hz. Pero si estamos dispuestos a bajar nuestras aspiraciones a fin de gastar menos, tomando como

base para una buena reproducción una respuesta hasta los 10.000 Hz hemos realizado un razonamiento incorrecto. Sonidos de naturaleza transitoria como los que producen el piano, tambores y timbales, deben ser reproducidos de manera natural y sonarán así únicamente si la respuesta de frecuencia de la instalación completa es suficientemente amplia.

Puede demostrarse matemáticamente que todas las formas de onda pueden descomponerse en una combinación de ondas senoidales consistente de una frecuencia fundamental y varias armónicas de esta fundamental. Mientras más abrupto sea el flanco de la forma de onda, más altas serán las frecuencias de las armónicas. Un súbito golpe de los timbales produce una forma de onda muy empinada y si la instalación de alta fidelidad no puede "manejar" aquellas frecuencias sin distorsión o pérdidas, la música sonará pobre y opaca.

Lamentablemente no hay un "atajo" hacia la alta fidelidad de modo que nos quedaremos con un rango de frecuencias de 40 a 20.000 Hz, especialmente en lo que concierne al parlante.

5.3 Amplificación de sonido

Considerando por el momento solamente la parte electrónica, conviene hacer aquí una serie de recomendaciones. Si el lector posee un amplificador a válvulas, éste tendrá con seguridad un trasformador de salida, que provee la corriente que acciona al parlante. Este trasformador tiene una impedancia de salida determinada; es esencial que la carga combinada de los parlantes correspondientes sea igual a esa impedancia de salida. Este principio es aplicable también al amplificador transistorizado, pero en este caso existe la posibilidad de prescindir del trasformador. Si un amplificador a válvulas trabaja con una carga igual a la impedancia de salida del amplificador, se dice que está adaptado correctamente.

En estas condiciones será trasferida la máxima potencia del amplificador al parlante con un mínimo de distorsión. Si el parlante tiene una impedancia más baja que el amplificador, éste ultimo puede ser dañado.

Las impedancias de nuestros parlantes están normalizadas en 4 Ohm, 8 Ohm, 15 Ohm y 25 Ohm, aunque existen también parlantes de 800 Ohm para uso en etapas de amplificadores a válvulas sin trasformador de salida.

Los trasformadores de salida parecen haber perdido su buena reputación, aparentemente porque existe muchos malos y ser los buenos muy caros. Usando transistores, que tienen una impedancia mucho más baja que las válvulas, se ha demostrado que es relativamente fácil diseñar circuitos que no usan trasformador de salida, lo que abarata el diseño. No importa si un equipo tiene o no tiene trasformador, lo importante es que el amplificador funcione con la correcta impedancia del parlante.

Ya que hablamos de trasformadores, queremos explicar algo relacionado con la conexión del sistema de parlantes al amplificador. A menudo se olvida que un parlante necesita corriente para mover la bobina móvil. Esta corriente llega desde el amplificador por los cables de conexión. Con una salida de 15 Watt un parlante de 8 Ohm tomará una corriente de 1,5 Amper. Por lo tanto es necesario que los cables de conexión al parlante sean lo suficientemente gruesos para dejar pasar esta corriente. Es obvio que habrá un límite de distancia si se usan cables finos, y si la distancia se vuelve muy grande, los cables deberán ser excesivamente gruesos. Existe, por lógica, un camino más práctico para alimentar el sistema de parlantes a distancias grandes; se emplea un trasformador que eleva la salida a unos 100 Volt y una vez trasmitida a su lugar de destino, ésta vuelve a llevarse al valor original utilizando un trasformador reductor adecuado.

No hay nada que objetar, si se quiere instalar un parlante de un equipo de alta fidelidad en varias habitaciones de la casa, pero, debe prestarse especial atención a la capacidad de manejo de potencia tanto de los parlantes como del amplificador. Si el lector se decide por el sistema de "salida a línea", adquirirá un trasformador elevador de salida y lo montará externamente al amplificador, y colocará un trasformador reductor de la impedancia correcta a cada parlante junto con una llave para seleccionar la potencia máxima deseada en cada parlante.

Entonces la energía eléctrica ha sido trasformada en un sistema de tensión alta/corriente baja y no surgirán los problemas de pérdida de potencia y mala adaptación de impedancia que se presentan al utilizar cables de conexión muy largos y de poco diámetro.

Téngase en cuenta que los trasformadores deben ser de muy buena calidad, caso contrario la "fidelidad" no será muy "alta".

Siempre hubo controversia con respecto a la fidelidad de un amplificador a válvulas comparado con uno de transistores. Pruebas bajo muy variadas condiciones de audición han demostrado que estando bien construidos con componentes de calidad, los dos tipos de amplificadores no pueden distinguirse.

En equipos de menor calidad, el amplificador a válvulas produce resultados más satisfactorios. Es muy difícil saber porque es así, pero posiblemente el efecto microfónico de las válvulas acoplado a los efectos producidos en el trasformador de salida, crea la ilusión de calidad al introducir su timbre propio en la música. En cambio en el amplificador transistorizado se nota rápidamente la distorsión por cruce.

Un último factor significante en reproducción de sonido es el rango dinámico de la instalación. La diferencia entre el sonido más débil y el más fuerte producido por una orquesta de concierto es de alrededor de 80 dB, o sea una diferencia de cien millones de veces. El rango dinámico de la instalación está limitado por un lado por la cantidad de potencia que puede suministrar y por el otro por el nivel de ruido.

El ruido, que produce el equipo durante los pasajes silenciosos, puede ser objetable si el nivel es alto y ésto a su vez obliga a conformarse con un volumen reducido. No tiene mucho sentido adquirir un parlante de calidad excepcional si la instalación general no concuerda con él; es pues preciso estudiar qué cantidad de ruido se presenta a pleno volumen sin señal de entrada. De esta manera será posible hacer alguna mejora en el amplificador o en el caso extremo cambiar el circuito o considerar la adquisición de un amplificador nuevo.

5.4 Estereofonía.

Si el lector tiene un equipo estereofónico, sabrá que se requieren dos canales separados para la reproducción del sonido. Estos pueden ser idénticos, en cuyo caso el oyente percibirá el sonido reproducido de la misma manera como éste fue grabado, o alternativamente algunos oyentes prefieren reservar un canal del sonido a un determinado grupo de frecuencias, digamos las frecuencias altas y utilizar el otro canal para reproducir todo el rango completo de frecuencias. Esto depende de las preferencias personales, pero debe destacarse que únicamente cuando los dos canales son idénticos -incluyendo a los parlantes- será reproducida la distribución original de sonido.

Uno de los problemas mayores de la reproducción estereofónica en el hogar es la ubicación de los parlantes. Volveremos más adelante sobre este aspecto y mientras tanto queremos mencionar un efecto desagradable que se produce en estereofonía, que es el llamado "agujero del medio". Si el equipo está provisto de un control de ancho o de dimensión, el problema no reviste gravedad. Este control es capaz de mezclar totalmente los dos canales con el cursor en uno de sus extremos, resultando en reproducción dual-mono. Señales iguales llegan a cada parlante y el sonido aparenta venir del punto medio entre los dos parlantes. Al avanzar el control en sentido contrario se empieza a notar el carácter individual de cada canal hasta que -si los parlantes están suficientemente alejados parecerá que existen dos fuentes de sonido enteramente separadas. Esto, lógicamente, no es natural y el oyente deberá ajustar el ancho del sonido para adaptarlo a las condiciones del recinto, lo que depende de la ubicación de los parlantes.

Una advertencia con respecto al control de balance. Si el sonido parece estar balanceado correctamente, pero el control no se encuentra en el centro, o un medidor indica falta de balance, no debe darse ninguna importancia a este hecho. No hay persona que tenga

exactamente la misma respuesta en los dos oídos y el desbalanceo del equipo indica justamente esa diferencia. Si este efecto molesta es mejor olvidarse de estereofonía y decidirse por un excelente equipo monoaural o uno seudo-estéreo en el cual en rango de frecuencias está distribuido sobre diferentes parlantes.

Tratándose del tema estereofonía, queremos destacar que ningún equipo estereofónico del mundo puede transformar una fuente de sonido monoaural en una estereofónica. Por ejemplo, un vocalista que canta con una orquesta, queda registrado como una fuente de sonido puntual y aparece en el disco o grabador como ubicado en un punto particular del escenario.

Lo mismo es aplicable a instrumentos solistas. Lo que hace la estereofonía es dar a la música una impresión de ancho, de dimensión, agregando al vocalista los efectos acústicos producidos en el estudio de grabación o la sala de conciertos.

Este efecto puede producirse parcialmente al reproducir una grabación monoaural con un sistema estereofónico. El resultado, claro está, será monoaural dual.

Pero la extensión del sonido crea una ilusión distinta al oyente. Si la respuesta de frecuencia de los dos canales puede ajustarse individualmente, o sea si existen controles de tono separados para los canales izquierdo y derecho, puede ajustarse un canal de sonido para que reproduzca solamente las frecuencias altas, y producir así un efecto seudo-estéreo. En este caso un control de ancho o de dimensión puede dar buenos resultados, en cuanto a vocalistas o instrumentos solistas se refiere, proporcionándoles la extensión adecuada.

Hay cosas curiosas que ocurren en estereofonía. Así como un oyente puede ajustar artificialmente el ancho de su cuadro de sonido

el ingeniero de grabaciones puede cambiar la posición de una fuente puntual de sonido con solo mover una perilla. Este dispositivo se llama en inglés "pan-pot", que es la abreviatura de "panoramic potenciometer" o sea potenciómetro o control panorámico. Este potenciómetro panorámico es el control más útil del ingeniero de grabaciones, dado que puede mover la posición de un punto a lo largo de todo el cuadro de sonido y ubicar así al vocalista o instrumento exactamente donde mejor convenga.

Muchos amplificadores y unidades de control son el paraíso del "retocador de perillas" Hay un control que merece ser mencionado en conexión con la estereofonía: la llave de inversión de parlantes. Parece más allá de la comprensión de la mayoría de los entusiastas la necesidad de colocar una llave de inversión de los parlantes una vez conectados éstos. Seguramente es mucho más práctico y más barato invertir simplemente los enchufes de los parlantes y una vez en posición correcta, dejarlos así definitivamente. Debemos admitir, sin embargo que también las compañías grabadoras cometen errores y que ha habido discos en los cuales inadvertidamente los canales fueron grabados al revés.

5 . 5 Volumen del sonido y la audición

La mayoría de los equipos de radio y televisión están provistos de parlantes cuya capacidad de manejo de potencia es alrededor de 3 Watt, mientras que los aparatos portátiles transistorizados usan parlantes de medio Watt.

Sugerimos que para instalaciones de alta fidelidad siempre haya suficiente potencia disponible, aun cuando el oyente tenga razones domésticas para no aprovecharla y recomendamos una potencia mínima de 10 Watt para mono. Esto no quiere decir que para estéreo haya que tener un mínimo de 20 Watt. La potencia acústica producida

por cualquier fuente de sonido es compartida por ambos oídos y el hecho de que el sonido esté distribuído y no proceda de un solo punto, no quiere decir que debamos duplicar el monto de potencia.

Creemos que, donde en mono satisfacen 10 Watt, será suficiente para estéreo una potencia de 8 Watt por canal, o sea 8 x 8 Watt en total. En recintos muy grandes las potencias aconsejables son 15 watt para mono y 10 x 10 watt para estéreo.

Estas potencias están basadas en lo que consideramos una audición confortable y agradable, ya que la música sin duda es un placer. Según el gusto personal será la posición del control de volumen que se adopte. Algunas personas prefieren estar en la primera fila de un concierto, otras desearían encontrarse en medio de la orquesta. Como alternativa, hay personas a las que les gusta más sentir la música que oirla. Esto es aplicable particularmente a los jóvenes -según los psicólogos- que derivan una excitación sensual del gran volumen de la música beat y su ritmo. Para ellos no existe límite de potencia.

El rango dinámico de la música reproducida depende, como ya se ha mencionado, de la potencia máxima que la instalación puede suministrar. Así, la única manera de extender el rango es aumentar la potencia. Una instalación de 25 Watt para mono, o una de 20 + 20 Watt para estéreo, permitirá un soberbio rango dinámico y, suponiendo que los parlantes estén seleccionados correctamente, un entusiasta quedará más que satisfecho con los resultados.

Puede demostrarse matemáticamente que existe un valor óptimo de potencia para satisfacer todas las condiciones del recinto auditorio. Se toman en cuenta varios factores, como la cantidad de personas presentes en el recinto, el volumen del mismo, la absorción de sonido por cortinados y tapizados, etc. Pero no creemos que esta aproximación científica constituya una diferencia en cuanto a los deseos del interesado de tener una determinada cantidad de Watt.

5.6 Conclusiones finales

Después de haber leído todo lo que antecede, el constructor entusiasta debe ser capaz de determinar qué rango de frecuencias prefiere y de qué potencia de salida y de qué impedancia dispone. La importancia de la elección del parlante para la obtención de los mejores resultados es obvia. No solamente es importante la elección cuidadosa del parlante, sino también la de su caja acústica y la forma de ésta.

Una vez tomada la decisión, se presenta el problema de cómo fabricar la caja acústica.

El constructor debe tener una idea del trabajo de carpintería pero si hay oportunidad de hacer cortar las partes por un entendido, tanto mejor. Es importante que las cajas estén bien hechas, en ángulos rectos, ya que éstas al final deben sellarse. Si no hubiera oportunidad o suficiente capacidad de trabajo manual, es preferible adquirir la caja acústica hecha y terminada junto con el parlante correspondiente. No obstante, para los aficionados a la carpintería damos a continuación planos y datos sobre parlantes para alta fidelidad que se pueden adquirir en el mercado nacional y cómo construir las cajas acústicas.

6

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE CAJAS ACUSTICAS DE ALTA FIDELIDAD

6.1 COMBINACIONES PROPUESTAS

A continuación damos las características eléctricas de seis sistemas de cajas acústicas de alta fidelidad los que podrán ser construidos en su totalidad con componentes de la línea Philips (incluidos los elementos L y C de los circuitos de filtro).

Estos diseños cubren las exigencias de los circuitos tratados, existiendo la posibilidad de adquirir la caja ya terminada como en el caso del sistema 2. Los diseños se ilustran en las figuras 6.1 a 6.6.

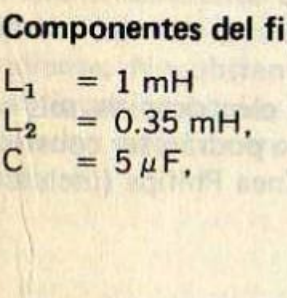
A partir de la fig. 6.7 se detallan las dimensiones de las cajas y la ubicación de sus respectivos componentes.

Sistema 1 Impedancia 8Ω

1 Woofer de 5" + 1 Tweeter de 1"

1 Woofer — Philips 480124050079 Potencia = 10 W

1 Tweeter Philips 480124070004 Vol. del Gabinete = 3 Litros



Frec. de cruce = 1000 Hz

Componentes del filtro	No. Catálogo Philips
L_1 = 1 mH	480115710057
L_2 = 0.35 mH,	480115750595
C = 5 μF,	480112440069

Fig. 6.1. Curva de respuesta en frecuencia del sistema 1, medida con los parlantes montados en el gabinete.

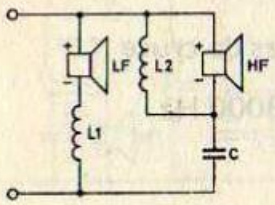
Frecuencia de resonancia = 100 Hz

Sistema 2 Impedancia 8Ω

1 Woofer de 8" + 1 Tweeter de 1'

Woofer — Philips 480124060023 Potencia = 20 Watt

Tweeter Philips 480124070004 Vol. del Gabinete = 15 litros



Frec. de cruce = 1500 Hz

Componentes del filtro	**No. Catálogo Philips**
L_1 = 2.1 mH	480115220452
L_2 = 0.5 mH	480115210075
C = 8 μF	480112440102

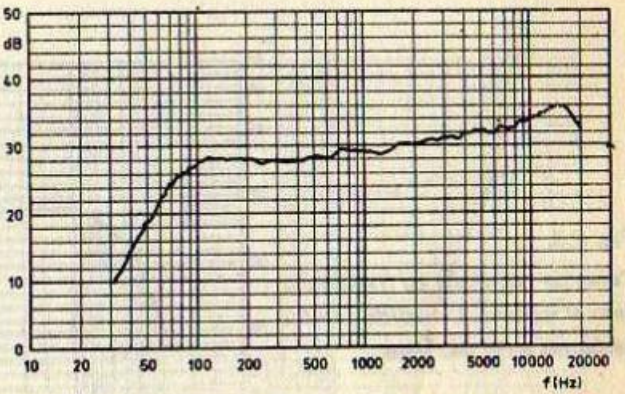


Fig.6.2.Curva de respuesta en frecuencia del sistema 2 medido con los parlantes montados en el gabinete.

Frecuencia de resonancia = 56 Hz.

Sistema 3

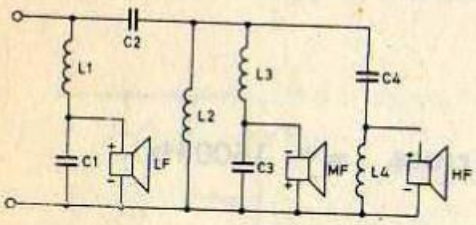
Impedancia 8 Ω

1 woofer de 8 " + 1 squawker de 5" + 1 tweeter de 1"

Woofer — Philips 480124060023
Tweeter Philips 480124070004
Squawker Philips 480124050079

Potencia . = 20 Watt

Vol. del Gabinete = 25 litros



Frecuencias de cruce

700 Hz y 3000 Hz

Componentes del filtro	N° Cat. Philips		N° Cat. Philips
L_1 = 3.0 mH		L_2 = 1,2 mH	480115220452
L_3 = 0.5 mH	480115210075	L_4 = 0,25 mH	
C_1 = 36 μF		C_2 = 12 μF	480112440076
C_3 = 8 μF	480112440102	C_4 = 3.3 μF	480112440103

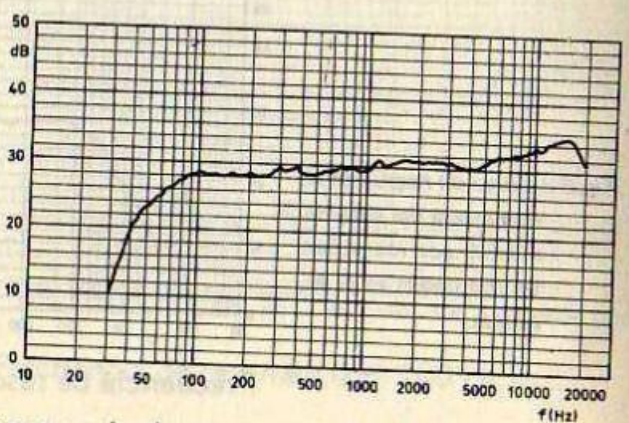


Fig. 6.3.

Curva de respuesta en frecuencia para el sistema 3, medida con los parlantes en el gabinete.

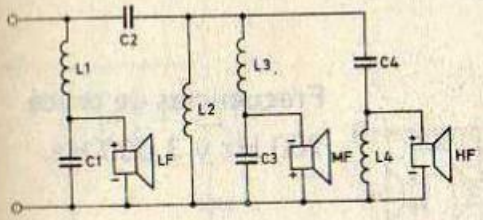
Frecuencia de resonancia = 49 Hz.

Sistema 4 Impedancia 8 Ω

1 woofer de 10" + 1 squawker de 5 " + 1 tweeter de 1"

Woofer — Philips 480124010016
Squawker Philip 480124050079
Tweeter Philips 480124070004

Potencia = 40 watt
Vol. del Gabinete = 35 litros



Frecuencias de cruce
700 Hz y 3.000 Hz

		N° Cat. Philips			N° Cat. Philips
L_1 =	6.4 mH	480115220368	L_2 =	1.2 mH	480115220452
L_3 =	0.5 mH	480115210075	L_4 =	0.35 mH	480115750695
C_1 =	12 μ F	4801124076	C_2 =	12 μF	480112440076
C_3 =	8 μ F	480112440102	C_4 =	3.3 μF	480112440103

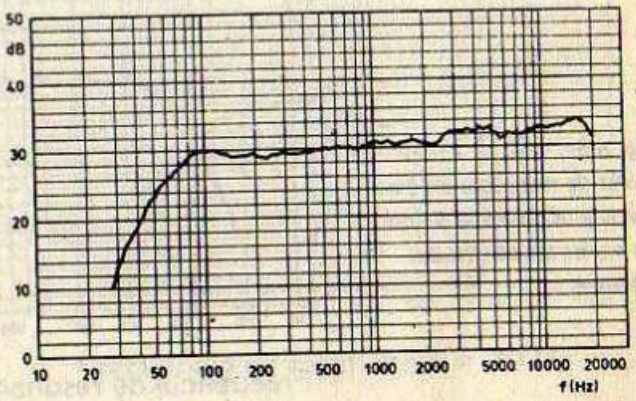


Fig. 6.4.
Curva de respuesta en frecuencia del sistema 4 con los parlantes montados en el gabinete.

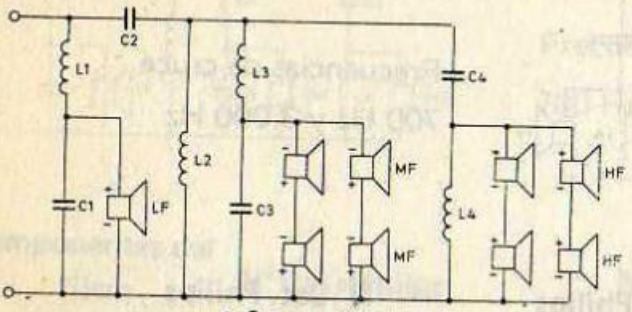
Frecuencia de resonancia = 44 Hz

Sistema 5 Impedancia 8 Ω

1 woofer de 12" + 4 squawkers de 5" + 4 tweeters de 1"

1 Woofer — Philips 48012406004
4 Squawkers " 480124050079
4 Tweeter Philips 480124070004

Potencia = 40 watt
Vol. del Gabinete = 80 litros



Frecuencias de cruce
700 Hz y 3.000 Hz.

		N° Cat. Philips			N° Cat. Philips
L_1	6.4 mH	480115220368	L_2	1.2 mH	480115220452
L_3	0.5 mH	480115201175	L_4	0.35 mH	480115750595
C_1	12 μ F	480112440076	C_2	12 μ F	480115210075
C_3	8 μ F	480112440102	C_4	3.3μ F	480112440103

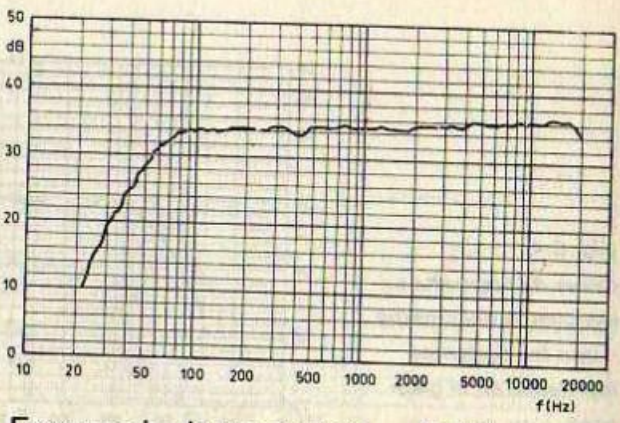


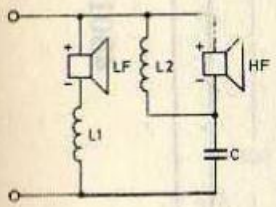
Fig. 6.5.
Curva de respuesta en frecuencia del sistema 5 con los parlantes dentro del gabinete.

Frecuencia de resonancia = 45 Hz

Sistema 6 — Económico Impedancia 8Ω

1 Woofer de 7" + 1 Tweeter de 1"

Parlante Philips 480124050057 Potencia = 20 Watt
Tweeter Philips 480124070004 Vol. del Gabinete = 7 litros



Frecuencia corte = 1.500 Hz

Componentes del filtro	N° Cat. Philips
L_1 = 2.1 mH,	480115220452
L_2 = 0.5 mH	480115210075
C = 8 μF	480112440102

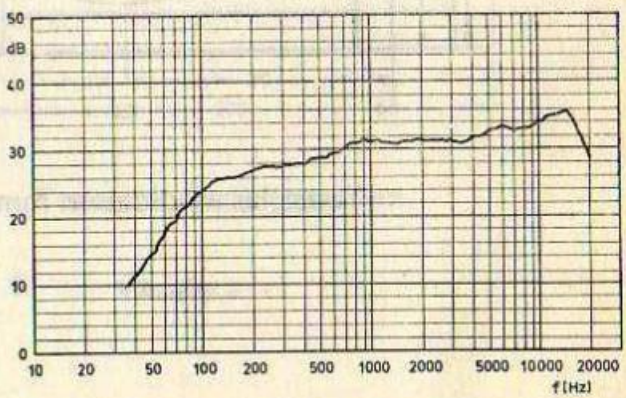
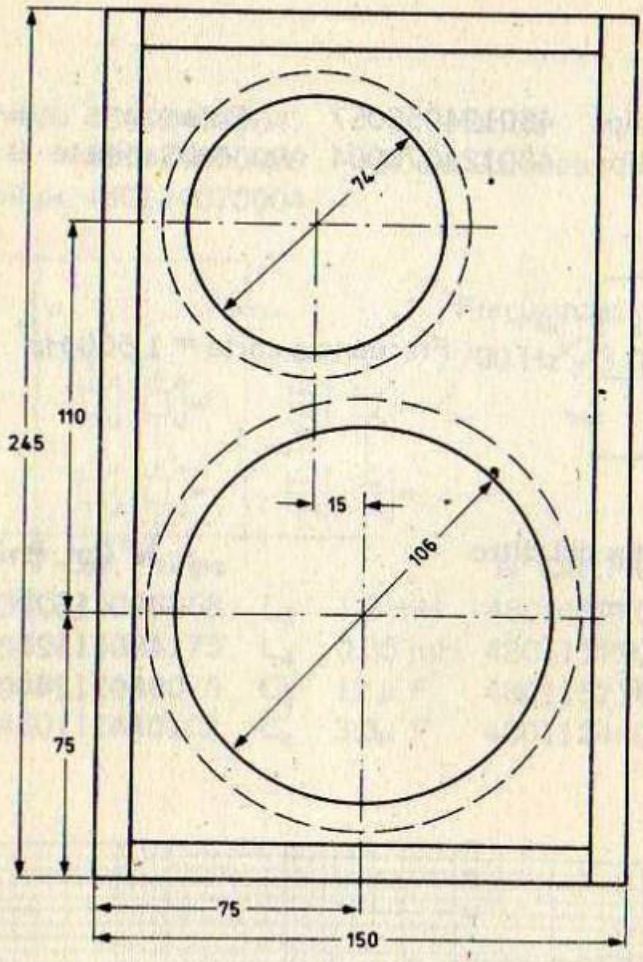


Fig. 6.6
Curva de respuesta en frecuencia del sistema 6 con los parlantes montados en el gabinete.

Frecuencia de resonancia = 70 Hz

Sistema 1

Volumen = 3 litros Profundidad interna = 90 mm.

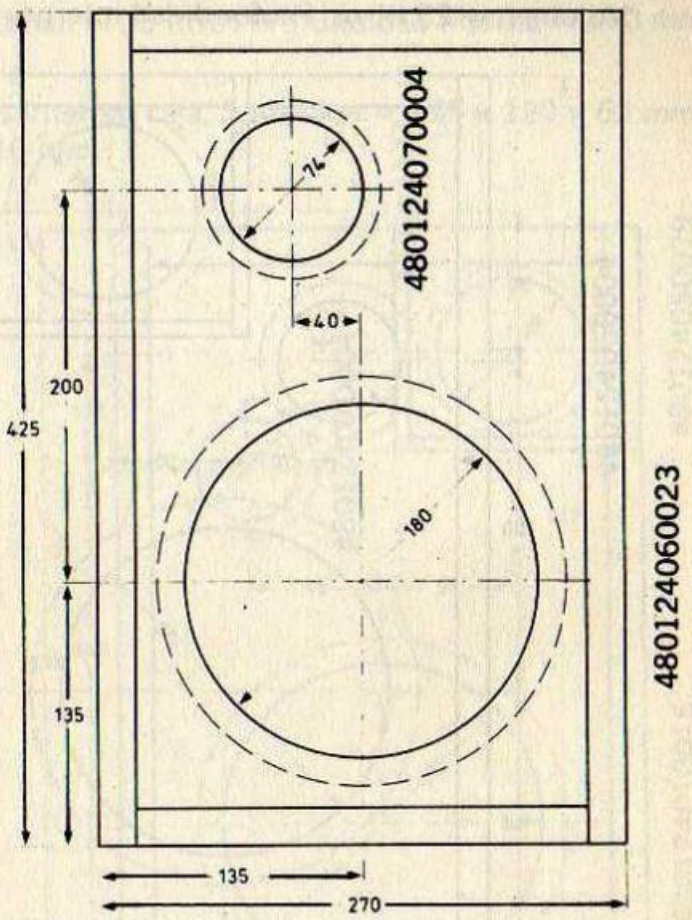


Todas las medidas en mm.

Fig. 6.7

Sistema 2

Volumen = 15 litros Profundidad interna = 135 mm

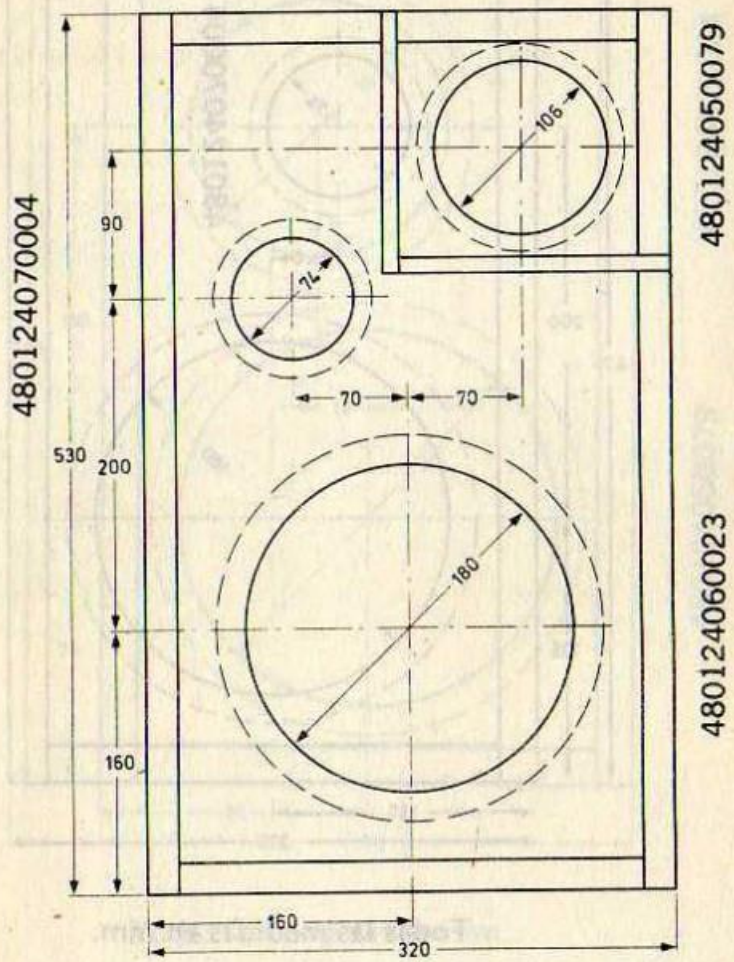


Todas las medidas en mm.

Fig. 6.8

Sistema 3

Volumen = 25 litros; Profundidad interna = 155 mm



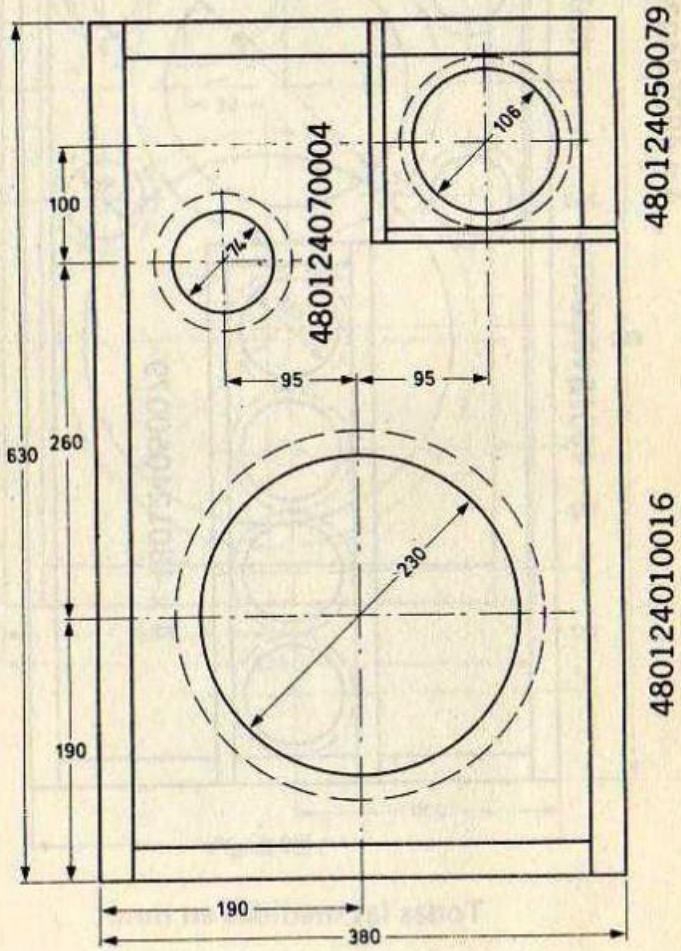
Todas las medidas en mm.

Fig. 6.9

Sistema 4

Volumen = 35 litros Profundidad interna = 160 mm.

Dimensiones internas caja. Squawker = 185 x 120 x 60 mm, con paredes de 10 mm.



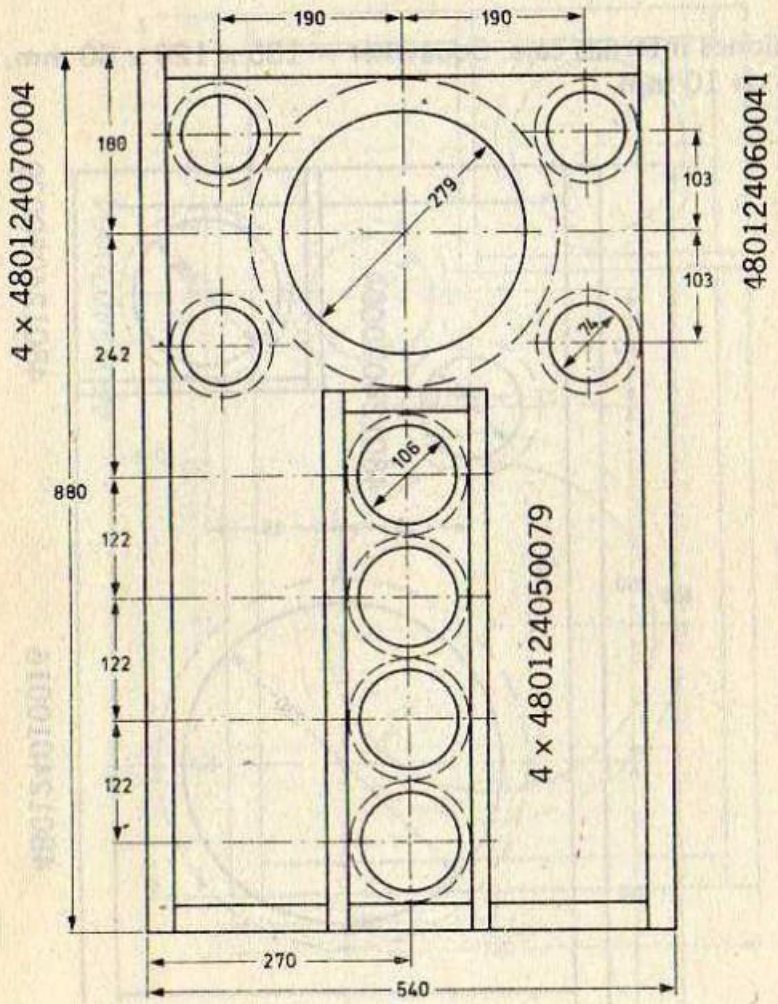
Todas las medidas en mm.

Fig. 6.10

Sistema 5

Volumen = 80 litros Profundidad interna = 180 mm

Dimensiones internas caja. Squawker = 480 x 120 x 60 mm, con paredes de 20 mm.



Todas las medidas en mm.

Fig. 6.11

Sistema 6 — Económico

Volumen = 7 litros Profundidad interna = 120 mm

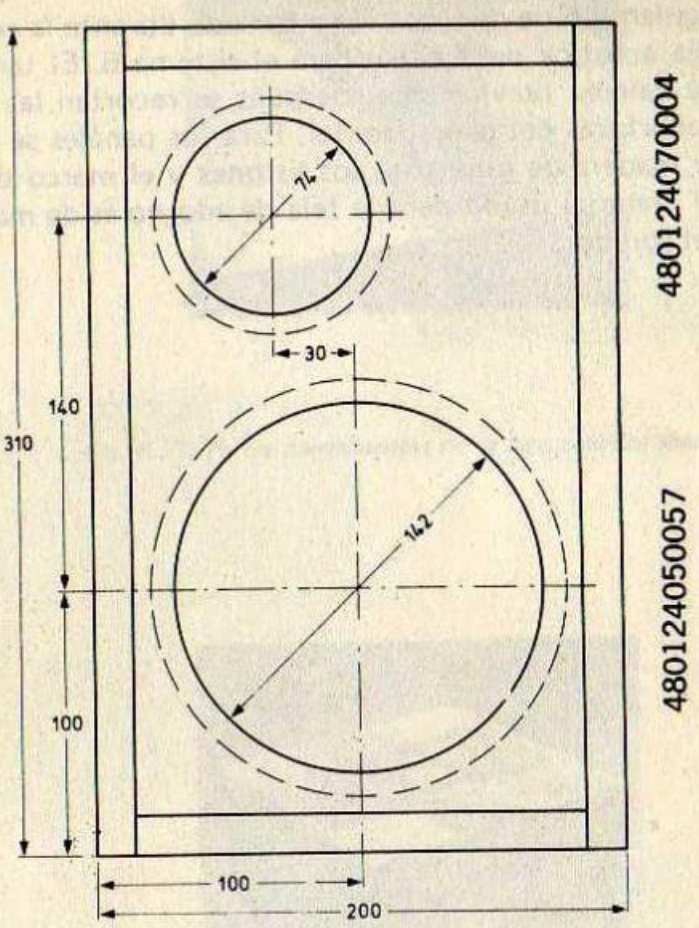


Fig. 6.12

6 . 2 Construcción de una caja acústica

6 . 2 . 1 Detalle fotográfico

La siguiente serie de fotos se ha tomado durante la construcción de una caja acústica de 7 litros para el sistema 6. El tamaño de las maderas se calcula previamente, después se recortan las partes y se hacen las aberturas del panel frontal. Para los paneles se usa madera terciada, y madera de pino para los listones y el marco de la tela de adorno. El material usado para la tela de adorno es de malla ancha y no afecta el sonido.

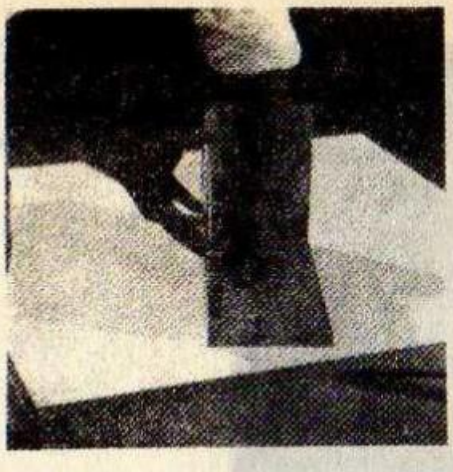


Fig. 6.13: Partes componentes de la caja acústica descripta.

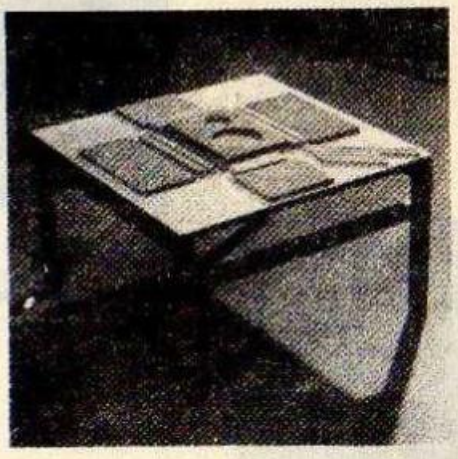


Fig. 6.14: Posicionado de los listones.

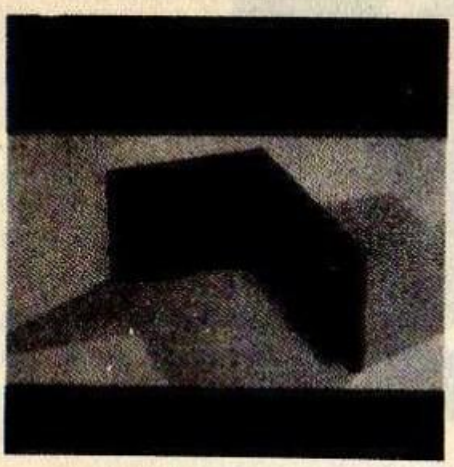


Fig. 6.15: Tapa superior con uno de los paneles laterales

Fig. 6.16: Colocación del woofer y el tweeter.

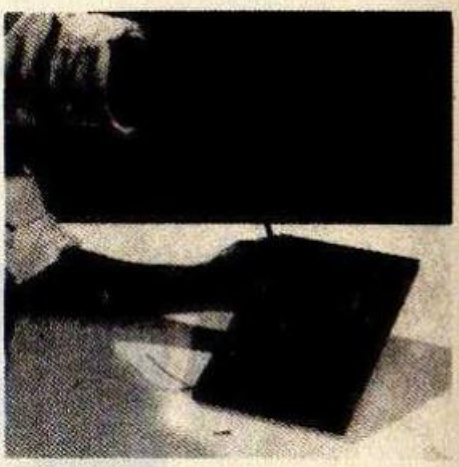


Fig. 6.17: Componentes del filtro de cruce.

Fig. 6.18: Vista del filtro ya armado. Al costado, separadores y tornillos de sujeción.

Fig. 6.19: Interconexionado de parlantes y filtro.

Fig. 6.20: Montaje del resto de los paneles (salvo el frontal).

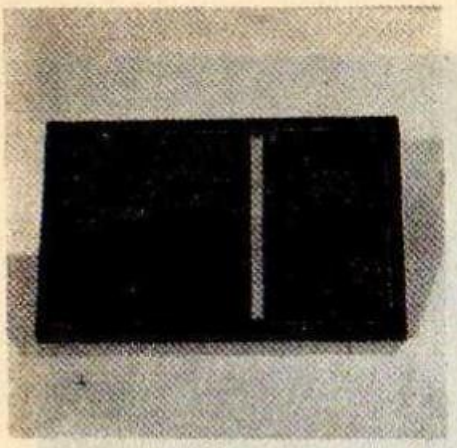


Fig. 6.21: Tela de adorno con su marco correspondiente.

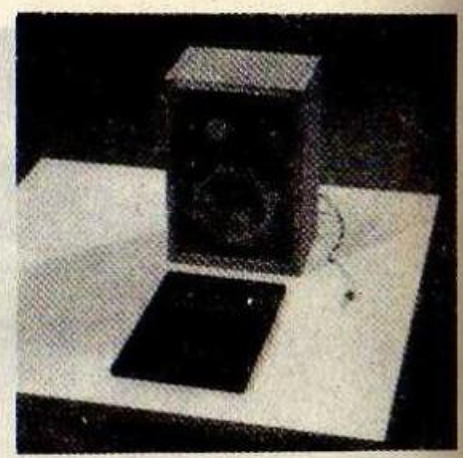


Fig. 6.22: Vista de la caja acústica con el panel frontal ya colocado.

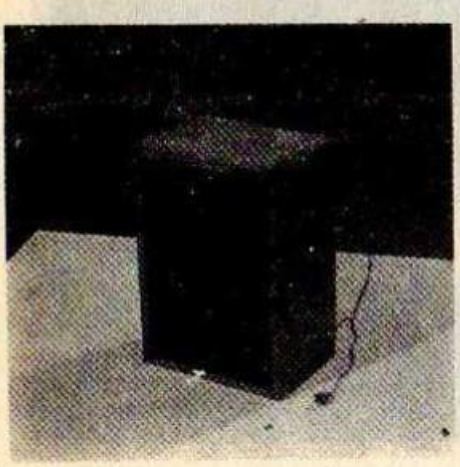


Fig. 6.23: Caja acústica terminada.

6.2.2 Procedimiento a seguir

Paso 1 Determinación de las dimensiones

Consideremos el parlante Philips 480124050057, que tiene una forma octagonal y necesita, según su hoja de características, una caja con un ancho mínimo de 156 mm.

En la fig. 6.24 puede verse que se utilizan dos listones de madera de 20 x 20 mm de cada lado, de modo que el ancho interior de la caja debe ser por lo menos de 200 mm. Esto significa una relación de 5: 3, resultando una caja acústica de aspecto armonioso. La profundidad mínima de la caja debe ser 1,5 veces la profundidad del parlante; y en este caso sería de 112 mm. Redondearemos esta medida a 120 mm y obtendremos, también para los costados de la caja, cifras redondas. La fig. 6.25 nos aclara ésto.

Multiplicando el ancho interior de 200 mm por la profundidad de 120 mm., obtendremos 240 cm2. La caja acústica debe ser de una capacidad de 7 litros, o sea 7000 cm^3. Dividimos 7.000 cm^3 por 240 cm^2 y obtenemos la altura de 291 mm. Teniendo en cuenta que tenemos que ubicar también el tweeter y el filtro, fijaremos la altura en 310 mm.

El panel frontal es entonces 200 mm x 310 mm. Para los costados de la caja tenemos que tomar en cuenta el espesor del material del que se hacen. Usaremos madera terciada de 15 mm. de manera que medirán 340 mm x 170 mm y las tapas superior e inferior 170 mm x 200 mm. Se necesitarán cuatro listones cuadrados de 20 mm de lado y 310 mm de longitud y cuatro de la misma sección y 160 mm de longitud.

La tela del parlante se coloca estirada sobre un marco de 20 x 10 mm de madera, el que se coloca al frente de la caja acústica al final de la construcción. El marco requiere dos piezas de 310 mm de longitud y tres de 180 mm de longitud.

Ahora estamos en condiciones de preparar la lista de las piezas a cortar:

2	piezas de madera terciada de 15 mm	310	mm	x	200	mm	(Panel frontal y respaldo)
2	piezas " " " " "	340	mm	x	170	mm	(costados)
2	" " " " " "	200	mm	x	170	mm	(Tapas)
4	" " 20 mm de lado, longitud	310	mm				(Listones largos)
4	" " " " "	160	mm				(Listones cortos)
2	" " 20 x 10 mm, "	310	mm				(Marco largo)
2	" 20 x 10 mm, "	180	mm				(Marco corto)

Paso 2 Colocación de las partes sobre el panel frontal

Hay que tener en cuenta que puede presentarse la necesidad de cambiar el parlante y entonces es necesario abrir la caja, de modo que no se deberían encolar las partes, dado que luego el acceso sería muy dificultoso. Adoptaremos pues otro sistema: no colocaremos los parlantes detrás del panel frontal sino DELANTE del mismo. La abertura se calculará de acuerdo al máximo diámetro del parlante, medido justo detrás del reborde de fijación del mismo, dejando los bordes del parlante apoyarse en la madera para poder atornillarlo

desde el frente. Así el parlante puede sacarse, si ello fuera necesario, retirando la tela con su marco, destornillándolo y desoldando sus conexiones.

Al planear la ubicación del woofer, hay que tener en cuenta la presencia de los dos listones (ver fig. 6.26). La abertura para el parlante fue fijada en 142 mm de diámetro; la mitad de esta medida más 20 mm para el listón inferior, da como resultado una distancia aproximada de 100 mm, desde el borde del panel frontal hasta el centro del parlante, según se observa en la fig. 6.26.

Llegamos al montaje del tweeter. El método profesional consiste en montarlo mediante un recorte muy complicado y difícil de realizar por un aficionado (fig. 6.27). Un método más simple que no necesita maquinaria especial de carpintería, es hacer una abertura de 74 mm de diámetro en el panel frontal, acomodar el sistema magnético en la parte trasera del tweeter y atornillar éste desde el frente utilizando tornillos para madera. (Ver fig. 6.28). El tweeter se monta encima del Woofer, a un lado de la línea central de la caja, Para centro de la abertura se sugiere una distancia de 70 mm a partir de los bordes que forman la esquina superior izquierda de la caja. Esta forma de ubicación deja suficiente espacio libre para el filtro en el panel trasero. Su ubicación no es crítica, con tal que no toque el listón que se encuentra a 20 mm de la esquina. Conviene colocar el circuito impreso sobre distanciadores.

Paso 3 Fijación de los listones (Fig. 6.26)

Tome uno de los paneles de 200 x 170 mm, encole y atornille un listón de 170 mm a lo largo de uno de los lados de 200 mm. La distancia entre el listón y el borde del panel será de 15 mm y la distancia entre los extremos del listón y los lados de 170 mm será de 20 mm. En el lado opuesto se coloca otro listón de la misma manera pero fijándolo a la distancia de 35 mm del borde del panel. Este panel completo se usará como tapa superior de la caja acústica. El panel de la base se arma de manera similar.

Los paneles de 340 x 170 mm se usan para los costados de la caja y los listones de 310 mm correspondientes se encolan y atornillan en las mismas posiciones relativas que para la tapa y el fondo.

Paso 4 Armado del filtro de cruce

La figura 6.29 muestra como se conectan entre sí los componentes para el filtro, mientras que en la fig. 6.30 puede verse un circuito impreso adecuado para el montaje de todo el conjunto. Como alternativa, si no se dispone de medios para la realización de este circuito impreso, se recomienda el montaje de las partes sobre pertinax perforado de espesor adecuado.

Paso 5 Preparación del panel frontal

Una vez recortadas las aberturas del panel frontal, alísense los bordes con una escofina para evitar que entre alguna suciedad, y luego colóquense los parlantes en su lugar y márquense las posiciones de los tornillos.

En la abertura correspondiente al tweeter deben hacerse con la escofina dos cortes para los terminales de conexión (fig. 6.32), y luego soldar a cada uno de éstos un cable aislado de 20 cm de longitud.

Luego deben hacerse los agujeros para los tornillos que permitan fijar el panel a los listones correspondientes. Es conveniente también pintar de negro el frente del panel, dado que éste es el color de los parlantes. De lo contrario, se notará la posición de los mismos a través de la tela de adorno. Luego, a fin de que la caja acústica sea lo más estanca posible, debe colocarse espuma de goma sobre los rebordes del tweeter y el woofer que quedan en contacto con el panel frontal.

Paso 6 Montaje de los componentes sobre el panel frontal

Para colocar el woofer y el tweeter en posición, deben utilizarse tornillos para madera y arandelas planas. Los tornillos deben apretar-

se cuidadosamente y en conjunto, es decir, debe aumentarse gradualmente la presión **ajustando un poco cada tornillo**, hasta que todos queden firmemente asegurados. En caso contrario, se corre el riesgo de deformar el marco de sujeción de los parlantes.

Luego de colocados ambos parlantes, suéldese un cable aislado de 20 cm de longitud a los terminales de conexión del woofer. Atorníllese además el circuito impreso del filtro al panel trasero del gabinete, utilizando espaciadores.

Para asegurar la conexión de los parlantes, en fase correcta un contacto de éstos está marcado con rojo. Este es el contacto (+) que se puede observar en el circuito para el filtro del sistema No. 2 (fig. 6.2); los parlantes se conectarán de acuerdo con este circuito.

Suéldense dos cables de 50 cm de largo a los terminales de entrada del filtro y conéctense los extremos libres **AL AMPLIFICADOR.** Con volumen bajo, verifíquese que los dos parlantes funcionen correctamente.

Paso 7 Armando la caja acústica

Sosténganse los costados y los paneles superior e inferior en su posición y verifíquese si el panel frontal y el respaldo calzan bien en los rebajes formados en el frente y atrás. Perfórense los lugares para los tornillos para madera en el respaldo e iníciese el armado encolando y atornillando el respaldo a uno de los costados; después procédase de la misma manera con la tapa, el otro costado y finalmente la base. En el respaldo se hace un pequeño agujero para la salida de los cables de conexión. El interior de la caja se forra con lana de vidrio u otro material parecido. Para fijar la lana de vidrio puede usarse un adhesivo o clavitos con arandelas. Durante el armado, debe colocarse adhesivo a lo largo de los bordes de los paneles y de los listones en todos los lugares en que estén en contacto entre sí. Unos clavos finos sin cabeza sirven para asegurar más firmemente los costados clavando éstos a los paneles superior e inferior.

Antes de colocar el panel frontal, los cables de entrada se pasan por el agujero en el respaldo, fijándolos con una grampa atornillada. Seguidamente el panel frontal se atornilla en su lugar.

Estando completada la caja acústica en sí, se procede a construir el marco para la tela de adorno.

Los cinco listones de 20 x 10 mm se clavan entre sí según la fig. 6.33, en la que están indicadas también sus longitudes. Tenga cuidado de que la tela se corte algo más grande que el marco para poderla doblar sobre los bordes del mismo. Se aplica cola adhesiva al marco, se coloca la tela bien estirada y se fija provisoriamente con tachuelas hasta que se seque. El marco completado se coloca desde el frente de la caja acústica. Si se desea puede colocarse espuma plástica de 20 mm para rellenar el espacio entre la tela y el panel frontal salvo delante de los parlantes, por supuesto.

Queremos agregar algunas palabras con respecto a los tornillos para madera a emplear. Para la fijación de los parlantes hemos empleado tornillos de cabeza redonda y para el panel frontal y el respaldo tornillos de cabeza fresada. Los listones pueden fijarse con cualquier tipo de tornillos. Si el lector así lo desea, puede hundír más los tornillos del respaldo, rellenar los agujeros, lijarlos y pintar las cabezas de los tornillos.

La terminación final de la caja acústica queda al criterio del lector. Puede ser lustrada, pintada al duco o con pintura sintética o recubierta con hojas plásticas autoadhesivas.

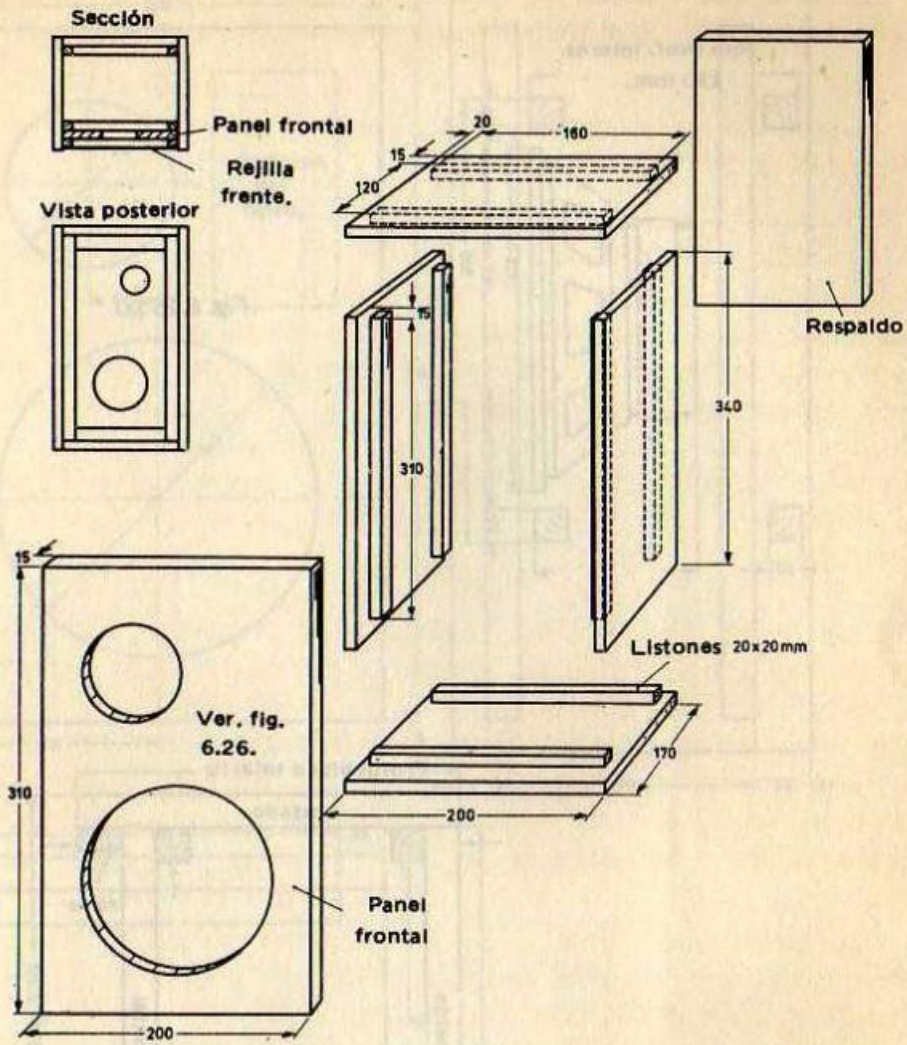

Sección
Panel frontal
Rejilla frente.
Vista posterior
20
160
15
120
15
310
340
Respaldo
Listones 20x20mm
170
200
15
310
Ver. fig. 6.26.
200
Panel frontal

Fig. 6.24

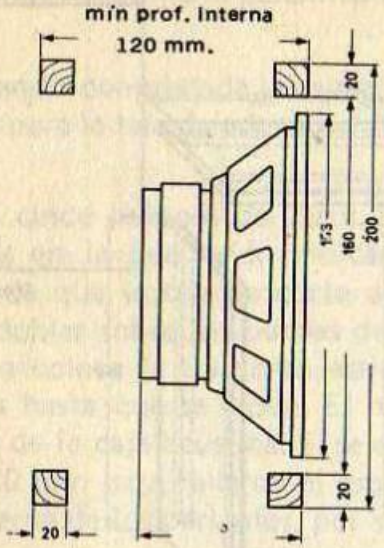


Fig. 6.25 (a)

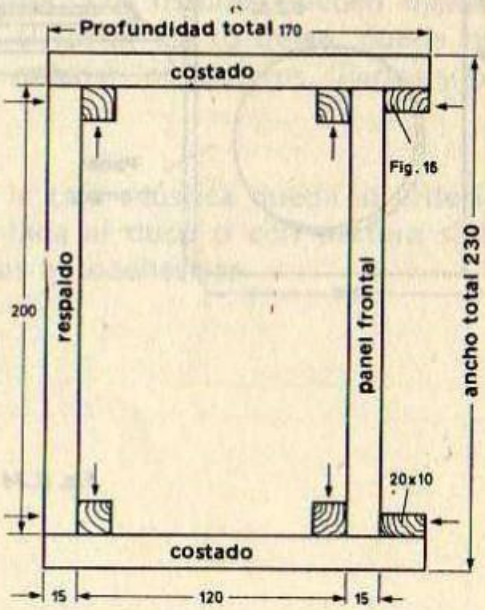


Fig. 6.25 (b).

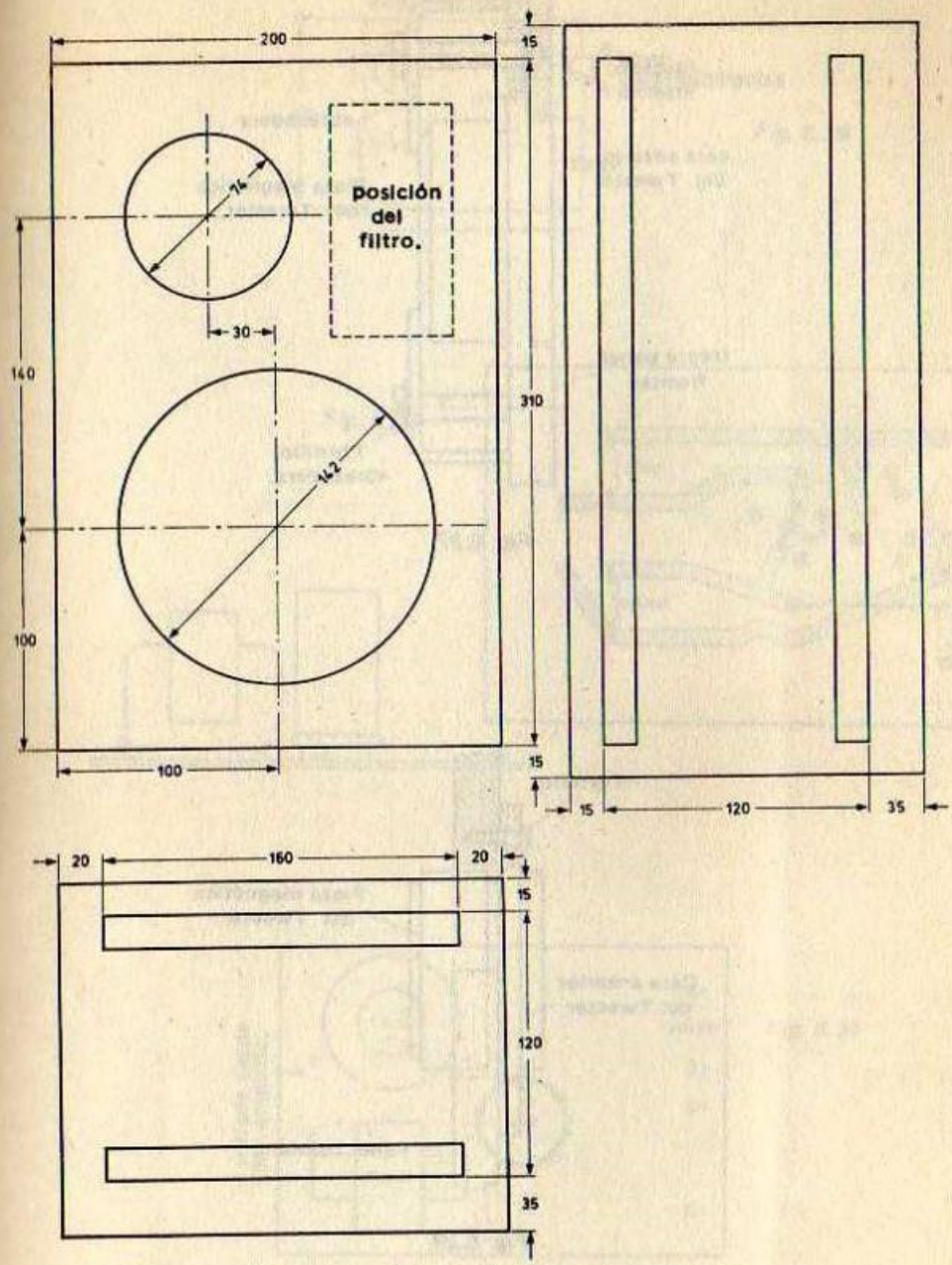

200
15
posición
del
filtro.
74
30
140
310
142
100
100
15
15
120
35
20
160
20
15
120
35

Fig. 6.26.

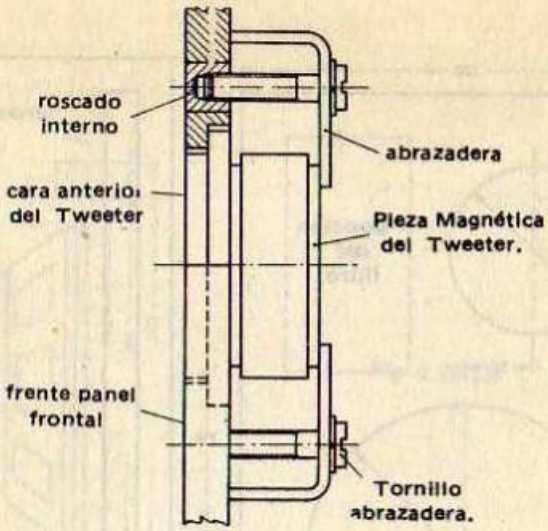


Fig. 6.27.

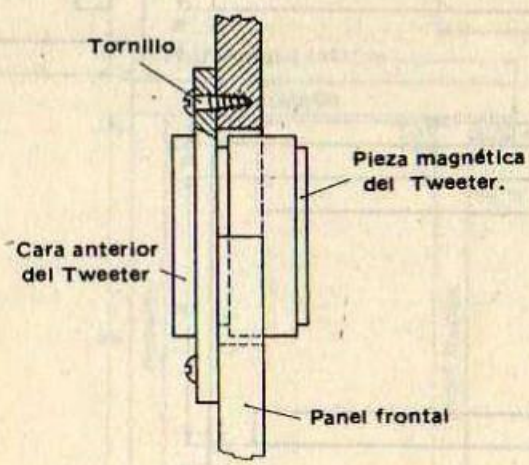


Fig. 6.28.

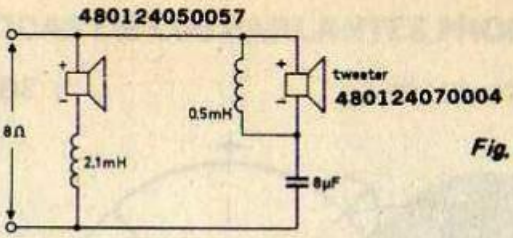
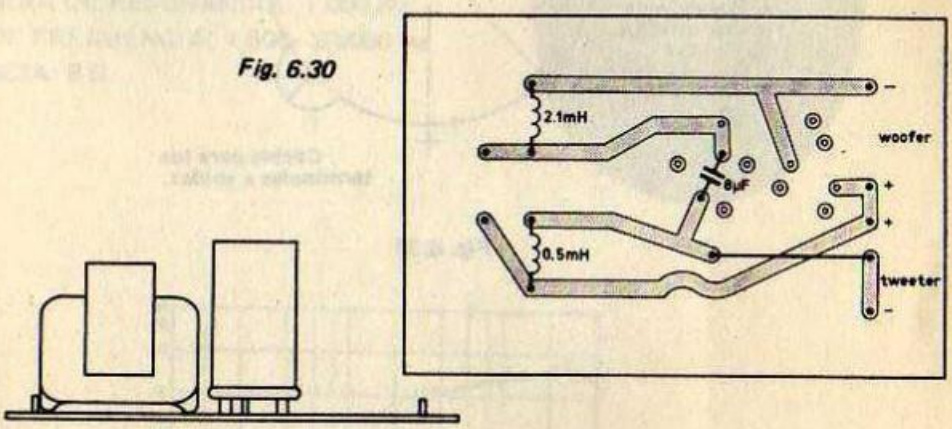


Fig. 6.29

Fig. 6.30



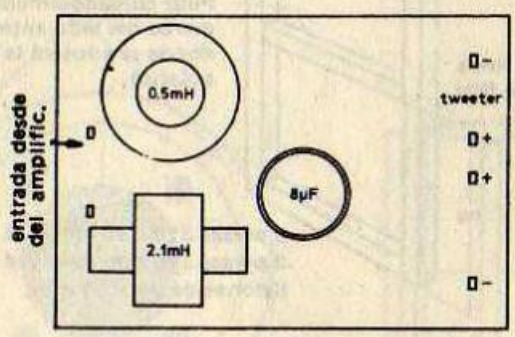


Fig. 6.31

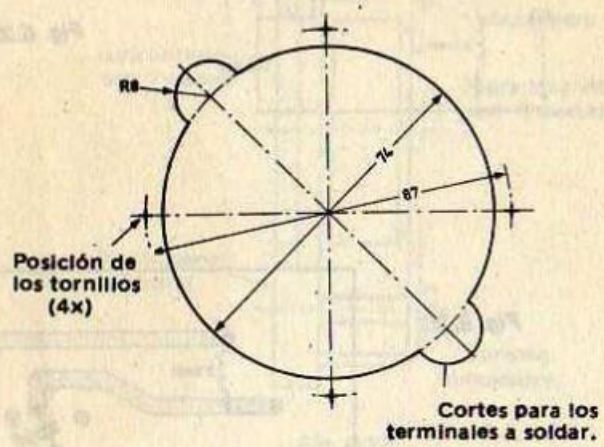


Fig. 6.32

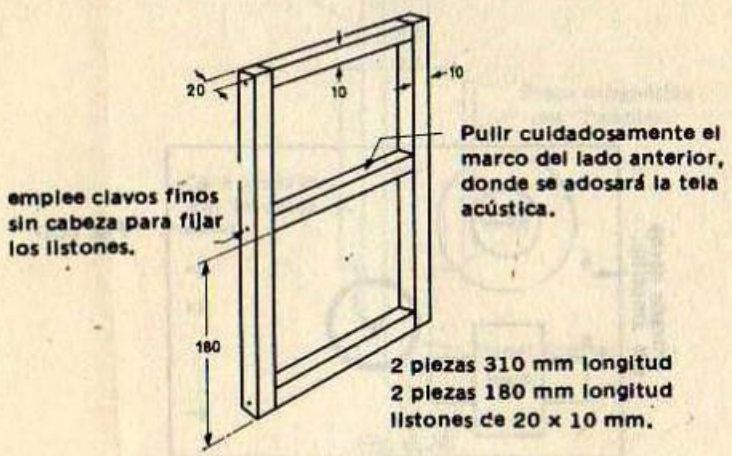
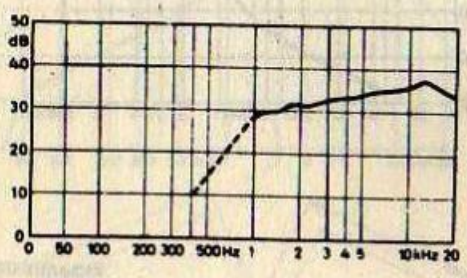


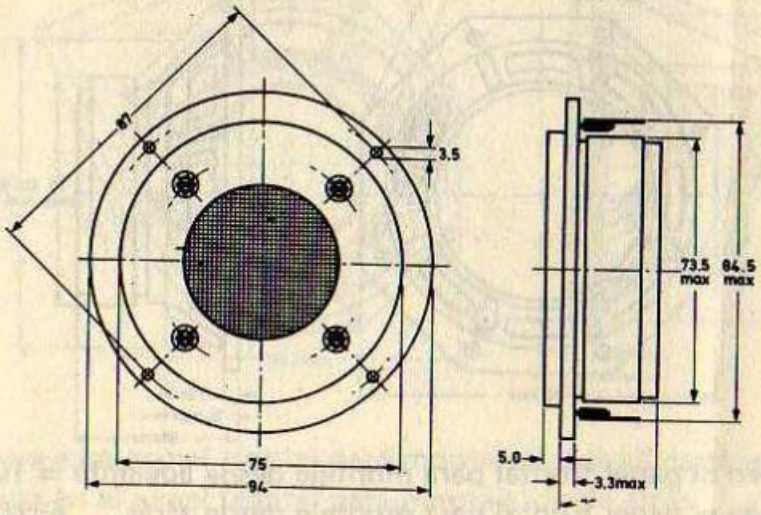
Fig. 6.33.

6.3 CARACTERISTICAS DE LOS PARLANTES PROPUESTOS

TWEETER HI–FI DE 1" –480124070004–

IMAN: ferroxdure 300 R, 250 gramos
CAPACIDAD DE CARGA: 20 W (40 W)*
FRECUENCIA DE RESONANCIA: 1.000 Hz
RANGO DE FRECUENCIA: 1.500–20.000 Hz
IMPEDANCIA: 8 Ω

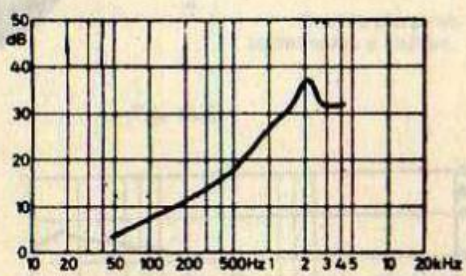


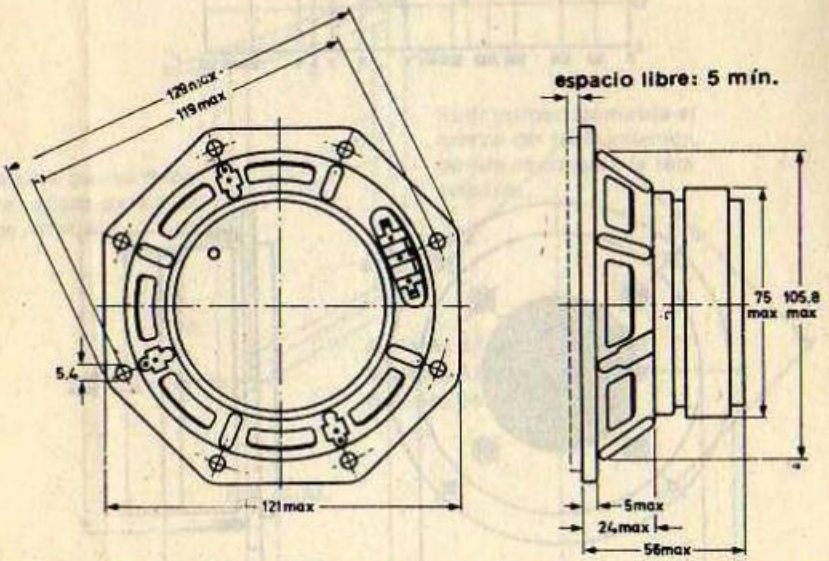


* DIN 45573

WOOFER HI–FI DE 5" –480124050079–

IMAN: ferroxdure 300 R, 260 gramos.
CAPACIDAD DE CARGA: 10 W
FRECUENCIA DE RESONANCIA: 50 Hz
RANGO DE FRECUENCIA: 38–2000 Hz
IMPEDANCIA: 8 Ω

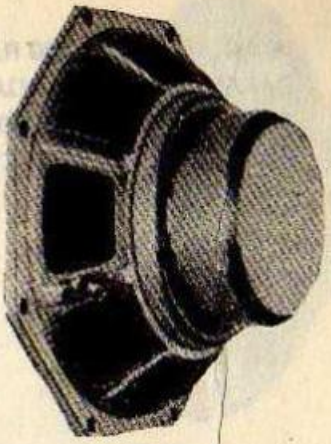


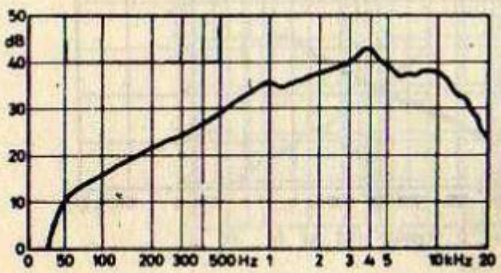


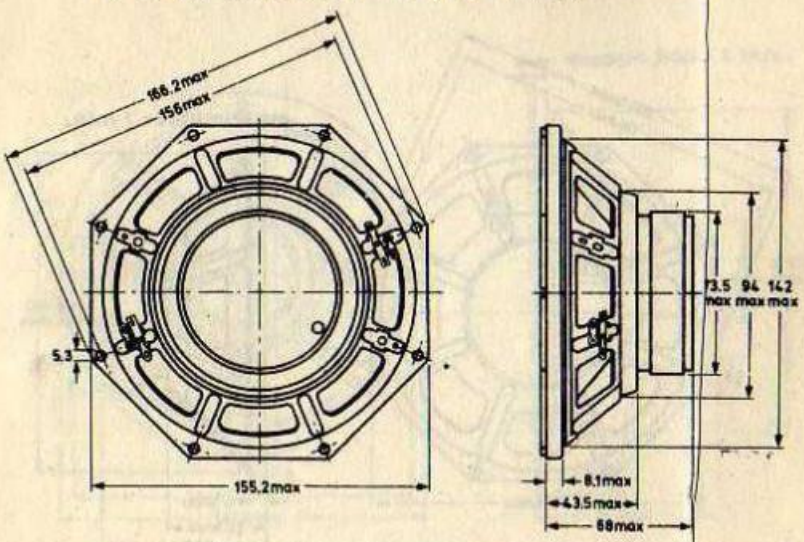
Abertura en el panel frontal para montaje desde adelante = 106 mm
Abertura en el panel frontal para montaje desde atrás = 108 mm

RANGO EXTENDIDO HI–FI DE 7" –480124050057–

IMAN: ferroxdure 300 R, 745 gramos
CAPACIDAD DE CARGA: 10 W
FRECUENCIA DE RESONANCIA: 50 Hz
RANGO DE FRECUENCIA: 60–15.000 Hz
IMPEDANCIA: 8 Ω



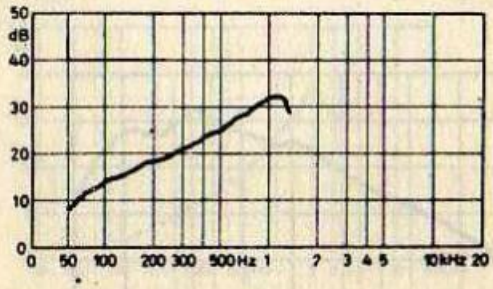


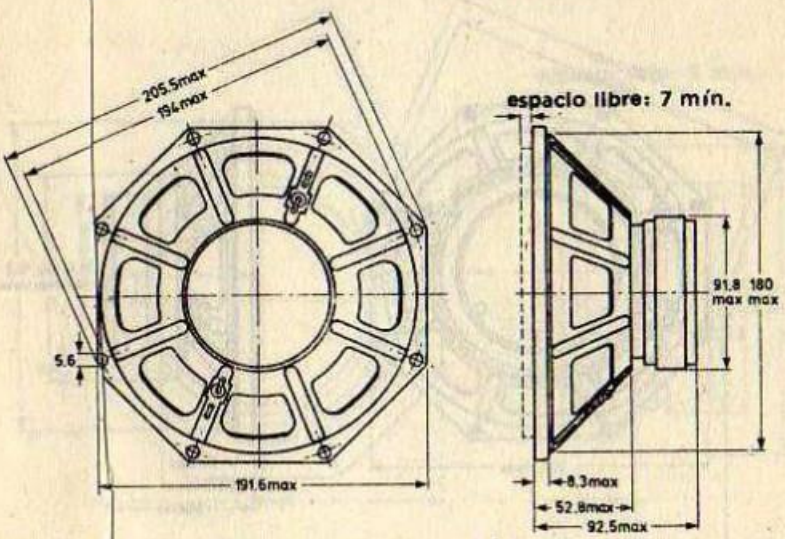


Abertura en el panel frontal para montaje desde adelante = 142 mm.
Abertura en el panel frontal para montaje desde atrás = 130 mm.

WOOFER HI–FI DE 8" –480124060023–

IMAN: ferroxdure 300 R; 450 gramos
CAPACIDAD DE CARGA: 20 W
FRECUENCIA DE RESONANCIA: 28 Hz
RANGO DE FRECUENCIA: 22–1.800 Hz
IMPEDANCIA: 8 Ω



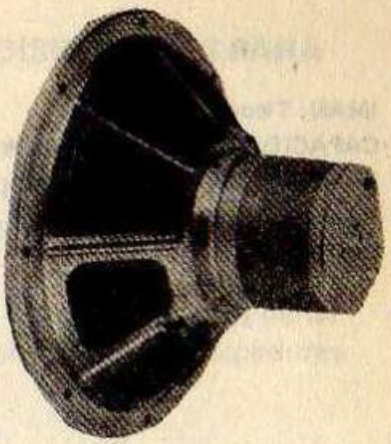


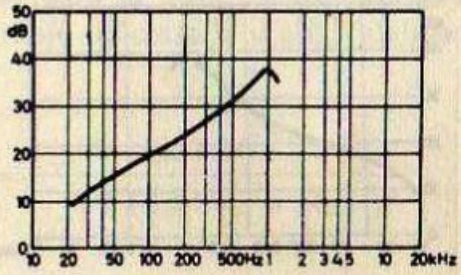
Abertura en el panel frontal para montaje desde adelante = 180 mm
Abertura en el panel frontal para montaje desde atrás = 176 mm.

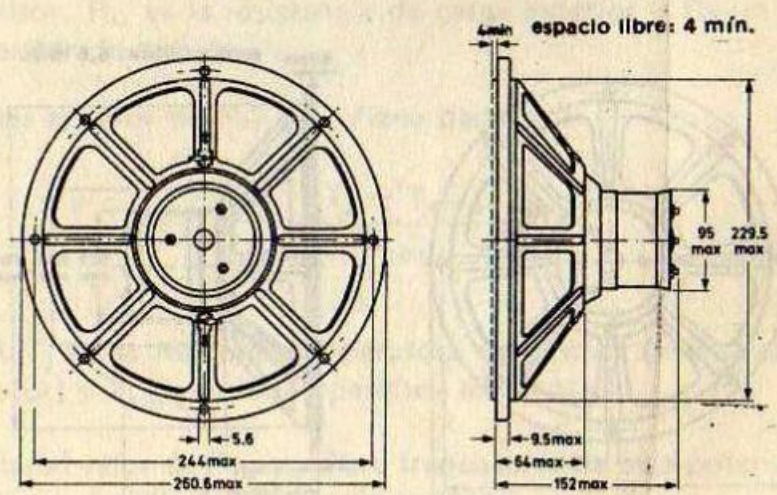
WOFFER HI–FI DE 10"

–480124010016–

IMAN: Ticonal, 800 gramos
CAPACIDAD DE CARGA: 40 W
FRECUENCIA DE RESONANCIA: 24 Hz
RANGO DE FRECUENCIA: 18–1000 Hz
IMPEDANCIA: 8 Ω





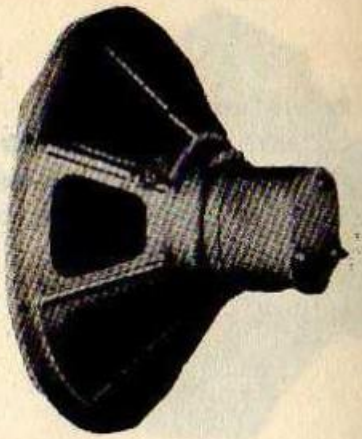


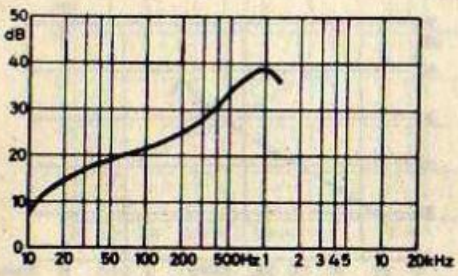
Abertura en el panel frontal para montaje desde adelante = 230 mm.
Abertura en el panel frontal para montaje desde atrás = 227 mm.

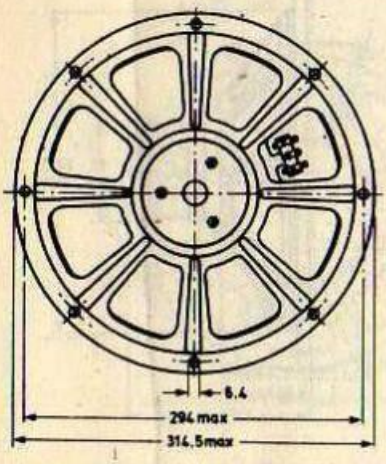
WOOFER HI–FI DE 12"

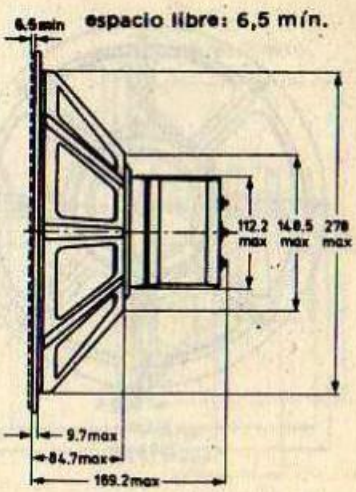
–480124060041–

IMAN: Ticonal, 580 gramos
CAPACIDAD DE CARGA: 40 W
FRECUENCIA DE RESONANCIA: 15 Hz
RANGO DE FRECUENCIA: 10–800 Hz
IMPEDANCIA: 8 Ω









Abertura en el panel frontal para montaje desde adelante = 279 mm
Abertura en el panel frontal para montaje desde adelante = 276 mm

7

7.1 NOMOGRAMA PARA EL DISEÑO DE DISIPADORES PARA TRANSISTORES DE AUDIO (Fig. 7.1)

Este nomograma se aplica a los casos de disipación de calor por convección libre. No se puede emplear en los casos de refrigeración por aire forzado.

A continuación exponemos como utilizar el nomograma para hallar el tipo y tamaño del disipador necesario en el diseño de disipadores para transistores de audio.

Se deben realizar las siguientes operaciones:

1. Calcular la disipación para el peor de los casos. Para transistores de salida en un montaje de clase B y alta fidelidad, la disipación viene dada por

$$P_{tot} = \frac{1{,}21\ V^2}{\pi^2\ (0{,}8\ R_L + R_E)}$$

donde V es la tensión c.c. total a través del transistor y resistor de emisor, R_L es la resistencia de carga exterior y R_E es el valor del resistor de emisor.

2. Calcular el valor de $R_{th\ j\text{-}a}$. Viene dado por:

$$R_{th\ j\text{-}a} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}}$$

donde T_j es la máxima temperatura de juntura (veánse datos del transistor) y T_{amb} es la temperatura ambiente.

3. Calcular el valor de $R_{th\ j\text{-}a}$. Para transistores de baja potencia, si se emplea un clip de montaje y disipador:

$$R_{th\ h\text{-}a} = R_{th\ j\text{-}a} - (R_{th\ j\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}h})$$

Para transistores de salida de gran potencia:

$$R_{th\ h\text{-}a} = R_{th\ j\text{-}a} - (R_{th\ j\text{-}mb} + R_{th\ mb\text{-}h})$$

Los valores $R_{th\ j\text{-}c}$, $R_{th\ c\text{-}h}$, $R_{th\ j\text{-}mb}$ y $R_{th\ mb\text{-}h}$ se dan en los manuales de datos de transistores y accesorios.

4. A partir de la escala vertical de la parte I, seguir horizontalmente desde el valor $R_{th\ h\text{-}a}$ calculado hasta encontrar la curva que corresponde a la orientación y acabado de la superficie del disipador.

5. Desde el punto de intersección, seguir verticalmente hasta encontrar la curva que corresponde a la disipación de potencia adecuada (P_{tot}), en la parte II.

6. Desde este último punto de intersección, seguir horizontalmente hasta la curva que corresponde al espesor deseado de aluminio o al tipo de disipador extrusionado, en la parte III.

7. Si se desea disipador extrusionado, desde la intersección seguir verticalmente hacia arriba hasta la escala que da la longitud correspondiente.

8 Si se desea placa de aluminio, desde la intersección seguir verticalmente hacia abajo hasta cortar la curva que corresponde al tipo de cápsula, en la parte IV.

9. Finalmente, desde este último punto de intersección, seguir horizontalmente hasta la escala que da el área del disipador.

10. La relación entre las dimensiones del disipador no debe ser mayor que 1,25: 1.

DISEÑO DE DISIPADORES PARA TRANSISTORES DE AUDIO

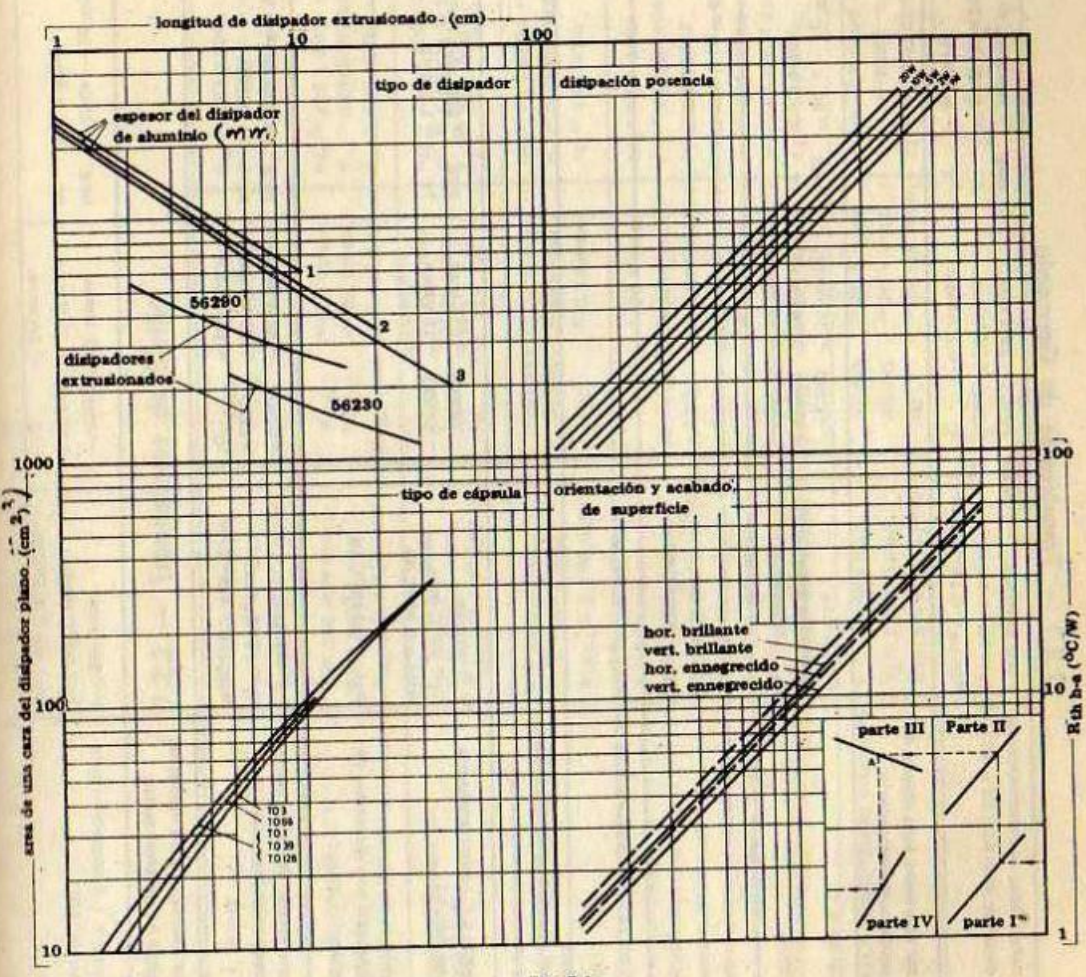


Fig. 7.1

7.2.1 – Transistores de Germanio

PNP	NPN				
	AC127 TO-1	para etapas complementarias de salida con AC128 o AC132	P = 0.34Wmax. T_j = 90° C max. R_{th-j-a} = 0.16°C/mW	V_{CBO} = 32 Vmax. V_{CEO} = 12 Vmax. I_C = 0.5 Amax.	h_{FE} = 105 a I_C = 50 mA F = 4 dB (B = 200Hz) f_T = 2.5 MHz
AC127 / AC128		par apareado para etapas de salida complementaria.			
AC128 TO-1		salida a. f.	P = 1Wmax. T_j = 90°C max. R_{thj-a} = 80°C/W	$-V_{CBO}$ = 32Vmax. $-V_{CEO}$ = 16Vmax. $-I_C$ = 1A max.	h_{FE} = 90 a $-I_C$ = 0.3A f_T = 1.5 MHz.
	AC187 TO-1	para etapas de salida complementarias con AC188	P = 1Wmax. T_j = 90°Cmax. R_{thj-a} = 80°C/W	V_{CBO} = 25Vmax. V_{CEO} = 15Vmax. I_C = 1A max.	h_{FE} = 200 a I_C = 0.3A f_T = 5MHz
	AC187/01 SOT-1/2	= AC187 con disipador de calor.	R_{thj-a} = 180°C/W		
AC187 / AC188		par apareado para etapas de salida complementarias.			
AC188 TO-1		salida a.f. complementaria con AC187	P = 1Wmax. T_j = 90°C max. R_{thj-a} = 80°C/W	$-V_{CBO}$ = 25Vmax. $-V_{CEO}$ = 15Vmax. $-I_C$ = 1Amax.	h_{FE} = 200 a $-I_C$ = 0.3A f_T = 1.5MHz
AC188-01 SOT-1/2		= AC188 con disipador de calor.	R_{thj-a} = 180°C/W		
	AD161 SOT-9	para etapas de salida complementarias con AD162	P = 4Wmax. T_j = 90°C max. R_{thj-mb} = 4.5° C/W	V_{CBO} = 32 Vmax. V_{CEO} = 20 Vmax. I_C = 1A max.	h_{FE} = 150a I_C = 0.5A f_T = 3MHz
AD161/ AD162		par apareado para etapas de salida complementarias.			
AD162 SOT-9		salida a. f. complementaria con AD161	P = 6W max. T_j = 90°C max. R_{thj-mb} = 4.5°C/W	$-V_{CBO}$ = 32 Vmax. $-V_{CEO}$ = 20 Vmax. $-I_C$ = 1A max.	h_{FE} = 150a $-I_C$ = 0.5A f_T = 1.5 MHz

7.2.2 — Transistores de Sicilio

PNP	NPN				
	BC147 SOT-25	a. f. driver propósitos generales	$P = 250$ mWmax. $T_j = 125°C$max. $R_{thj\text{-}a} = 0.4°C/mW$	$V_{CBO} = 50$ Vmax. $V_{CEO} = 45$ Vmax. $I_C = 0.1$ Amax.	$h_{fe} = 125$ a 500a $I_C = 2mA$ $F = 2dB(B = 200Hz)$ $f_T = 300$ MHz
	BC148 SOT-25	preamplificador a. f. y driver propósitos generales	$P = 250$ mW max. $T_j = 125°C$ max. $R_{thj\text{-}a} = 0.4°C/mW$	$V_{CBO} = 30$ Vmax. $V_{CEO} = 20$ Vmax. $I_C = 0.1$ Amax.	$h_{fe} = 125$ a 900a $I_C = 2mA$ $F = 2dB(B = 200Hz)$ $f_T = 300$ MHz
	BC149 SOT-25	preamplificador a.f. bajo ruido	$P = 250$ mWmax. $T_j = 125°C$ max. $R_{thj\text{-}a} = 0.4°C/mW$	$V_{CBO} = 30$ Vmax. $V_{CEO} = 20$ Vmax. $I_C = 0.1$ Amax.	$h_{fe} = 240$ a 900a $I_C = 2mA$ $F = 1.2dB(B = 200Hz)$ $f_T = 300$ MHz
BC157 SOT-25		a. f. driver - propósitos generales.	$P = 250$mWmax. $T_j = 125°C$max. $R_{thj\text{-}a} = 0.4°C/mW$	$-V_{CBO} = 50$Vmax. $-V_{CEO} = 45$Vmax. $-I_C = 0.1$Amax.	$h_{fe} = 75$ a 260a $-I_C = 2mA$ $F = 2dB(B=200Hz)$ $f_T = 150$ MHz
BC158 SOT-25		preamplificador a. f. y driver propósitos generales.	$P = 250$mW max. $T_j = 125°C$ max. $R_{thj\text{-}a} = 0.4°C/mW$	$-V_{CBO} = 30$ Vmax. $-V_{CEO} = 25$ V max. $-I_C = 0.1$ A max.	$h_{fe} = 75$ a 500a $-I_C = 2mA$ $F = 2dB(B=200$ Hz) $f_T = 150$ MHz
BC159 SOT-25		preamplificador a. f. bajo ruido	$P = 250$ mWmax. $T_j = 125°C$max. $R_{thj\text{-}a} = 0.4°C/mW$	$-V_{CBO} = 25$ Vmax. $-V_{CEO} = 20$ Vmax. $-I_C = 0.1$ Amax.	$h_{fe} = 125$ a 500a $-I_C = 2mA$ $F = 1dB(B = 200$ Hz) $f_T = 150$ MHz
	BF194 SOT-25	v.h.f. amplificador mezclador	$P = 250$ mW max. $T_j = 125°C$ max. $R_{thj\text{-}a} = 0.4°C/mW$	$V_{CBO} = 30$ V max. $V_{CEO} = 20$ V max. $I_C = 30$ mA max.	$-C_{re} = 0.95$pF a 0.45 MHz $F_C = 2$dBa 1.0 MHz $f_T = 260$ MHz

7.2.2 – (Cont.)

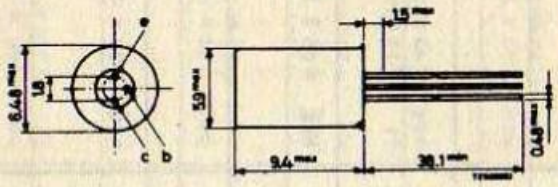
PNP	NPN				
	BF195 SOT-25	v.h.f. amplificador	$P = 250$ mW max. $T_j = 125^o$ C max. $R_{thj-a} = 0.4^o$ C/mW	$V_{CBO} = 30$ V max. $V_{CEO} = 20$ V max. $I_C = 30$ mA max.	$-C_{re} = 0.95$ pfa 0,45 MHz $F = 4$ dB a 100 MHz $f_T = 200$ MHz
	BD135 TO-1261	a.f. driver - aplicaciones de TV - complementario BD136	$P = 6.5$ W max. $T_j = 125^o$ C max. $R_{thj-mb} = 10^o$ C/W	$V_{CBO} = 45$ V max. $V_{CEO} = 45$ V max. $I_C = 0.5$ A max.	$h_{FE} = 40$ a 250 a $I_C = 150$mA $f_T = 250$ MHz
BD 135 / BD136		par apareado complementario para etapas de salida.			
BD136 TO-126		a. f. driver - aplicaciones TV complementario BD135	$P = 6.5$ W max. $T_j = 125^o$ C max. $R_{thj-mb} = 10^o$ C/W	$-V_{CBO} = 45$ V max. $-V_{CEO} = 45$ V max. $I_C = 0.5$ A max.	$h_{FE} = 40$ a 250 a $I_C = 150$ mA $f_T = 75$ MHz
	BD137 TO-126	a. f. driver - aplicaciones TV complementario BD138	$P = 6.5$ W max. $T_j = 125^o$ C max. $T_{thj-mb} = 10^o$ C/W	$V_{CBO} = 60$ V max. $V_{CEO} = 60$ V max. $I_C = 0.5$ A max.	$h_{FE} = 40$ a 160 a $I_C = 150$mA $f_T = 250$ MHz
BD137 / BD 138		par apareado para etapas de salida complementaria.			
BD138 TO-126		a. f. driver - aplicaciones TV complementario BD137.	$P = 6.5$ W max. $T_j = 125^o$ C max. $R_{thj-mb} = 10^o$ C/W	$-V_{CBO} = 60$ V max. $-V_{CEO} = 60$ V max. $-I_C = 0.5$ A max.	$h_{FE} = 40$ a 160 a $-I_C = 150$mA $f_T = 75$ MHz

7.2.2 (cont.)

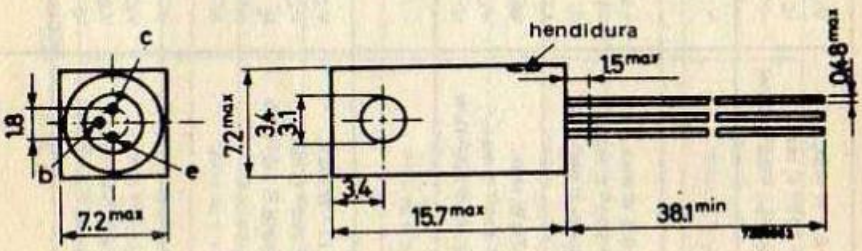
PNP	NPN				
	BD139 TO-126	a. f. driver - aplicaciones TV complementario BD140	P = 6.5 W max. T_j = 125° C max. R_{thj-mb} = 10° C/W	V_{CEO} = 80 V max. I_C = 0.5 A max.	h_{FE} = 40 a 160 a I_C = 150mA f_T = 250 MHz
BD139 / BD140		para etapa de salida complementaria.			
BD140 TO-126		a. f. driver - aplicaciones TV complementario BD139	P = 6.5 W max. T_j = 125° C max. R_{thj-mb} = 10° C/W	$-V_{CEO}$ = 80 V max. $-I_C$ = 0.5 A max.	h_{FE} = 40 a 160 a $-I_C$ = 150mA f_T = 75 MHz
	BD181 TO-3	audio hi-fi salida 20 W S/ 4Ω	P = 78 W max. T_j = 200° C max. R_{thj-mb} = 1.5° C/W	V_{CBO} = 55 V max. V_{CEO} = 45 V max. I_C = 10 A max.	h_{FE} = 20 a 70 a I_C = 3 A
	2-BD181	par apareado para etapas de salida clase B push pull.			
	BD182 TO-3	audio hi-fi - salida 40 W s/ 4 Ω	P = 117 W max. T_j = 200° C max. R_{thj-mb} = 1.5°C/W	V_{CBO} = 70 V max. V_{CEO} = 60 V max. I_C = 15 A max.	h_{FE} = 20 a 70 a I_C = 4 A
	2-BD182	Par apareado para etapas de salida clase B push pull.			
	BD183 TO-3	audio hi-fi, salida 40 W S/ 8 Ω.	P = 117 W max. T_j = 200° C max. R_{thj-mb} = 1.5°C/W	V_{CBO} = 85 V max. V_{CEO} = 80 V max. I_C = 15 A max.	h_{FE} = 20 a 70 a I_C = 3A
	2-BD183	Par apareado para etapa de salida clase B - push pull.			

7.2.3 Tipos de encapsulado de transistores

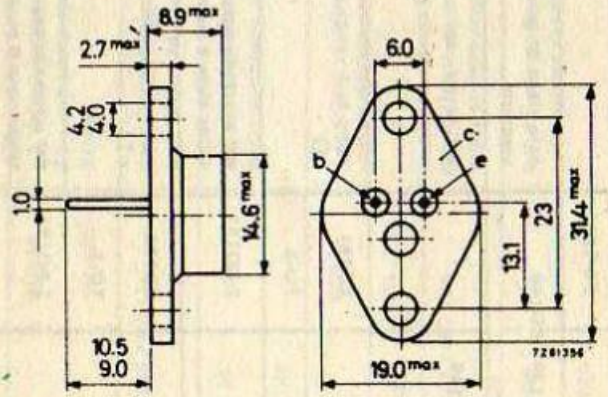
TO-1



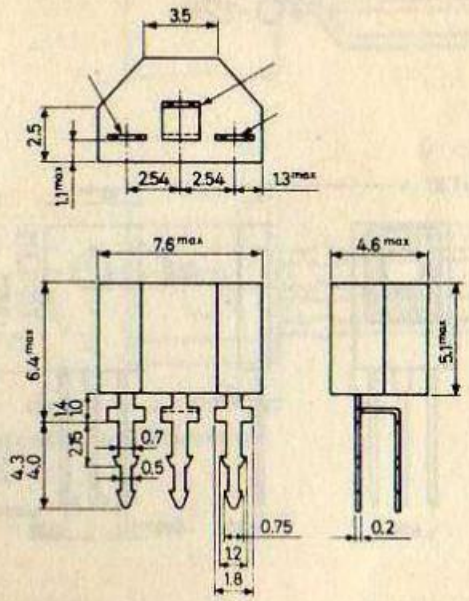
SOT-1/2



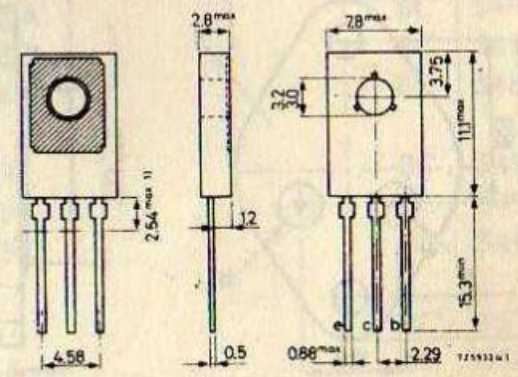
SOT-9



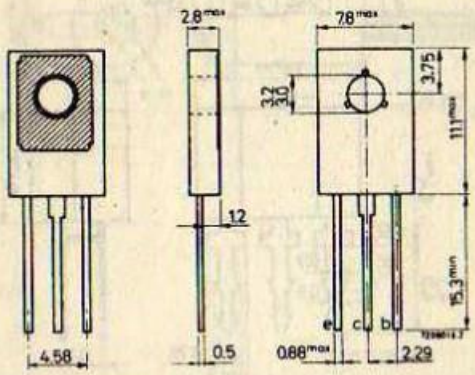
SOT-25


3.5
2.5
1.1 max
2.54
2.54
1.3 max
7.6 max
4.6 max
6.4 max
5.1 max
1.4
1.0
2.5
0.7
0.5
4.3
4.0
0.75
1.2
1.8
0.2

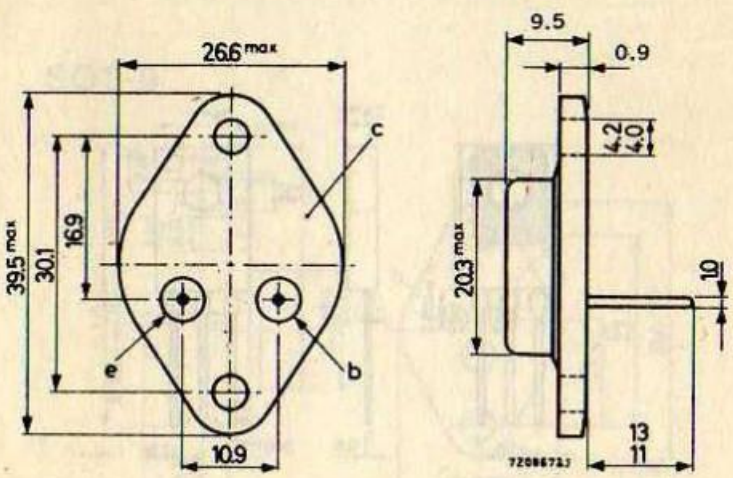
TO-126


2.8 max
2.8 max
3.75
3.2
3.0
11.1 max
2.54 max 1)
1.2
15.3 min
4.58
0.5
0.88 max
2.29

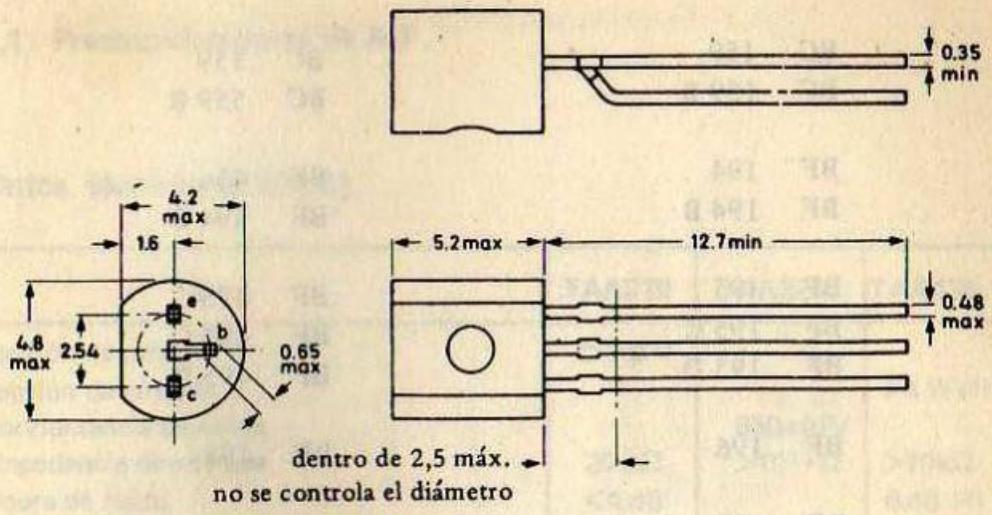
TO-126(1)


2.8 max
7.8 max
3.75
3.2
3.0
11 max
1.2
15.3 min
4.58
0.5
0.88 max
2.29
e
c
b

TO-3


26.6 max
9.5
0.9
4.2
4.0
c
39.5 max
30.1
16.9
20.3 max
10
e
b
10.9
13
11

SOT – 54



Tipo LOCK - FIT	Sucesor Tipo SOT 54
BC 147	BC 547
BC 147 A	BC 547 A
BC 147 B	BC 547 B
BC 148	BC 548
BC 148 A	BC 548 A
BC 148 B	BC 548 B
BC 148 C	BC 548 C
BC 149	BC 549
BC 149 B	BC 549 B
BC 149 C	BC 549 C
BC 157	BC 557
BC 158	BC 558
BC 158 A	BC 558 A
BC 158 B	BC 558 B

BC 159	BC 559
BC 159 B	BC 559 B
BF 194	BF 494
BF 194 B	BF 494 B
BF 195	BF 495
BF 195 C	BF 495 C
BF 195 D	BF 495 D
BF 196	BF 198
BF 197	BF 199

ESCANEADO POR POLIRUBRO

7.3 CARACTERISTICAS DE CIRCUITOS INTEGRADOS

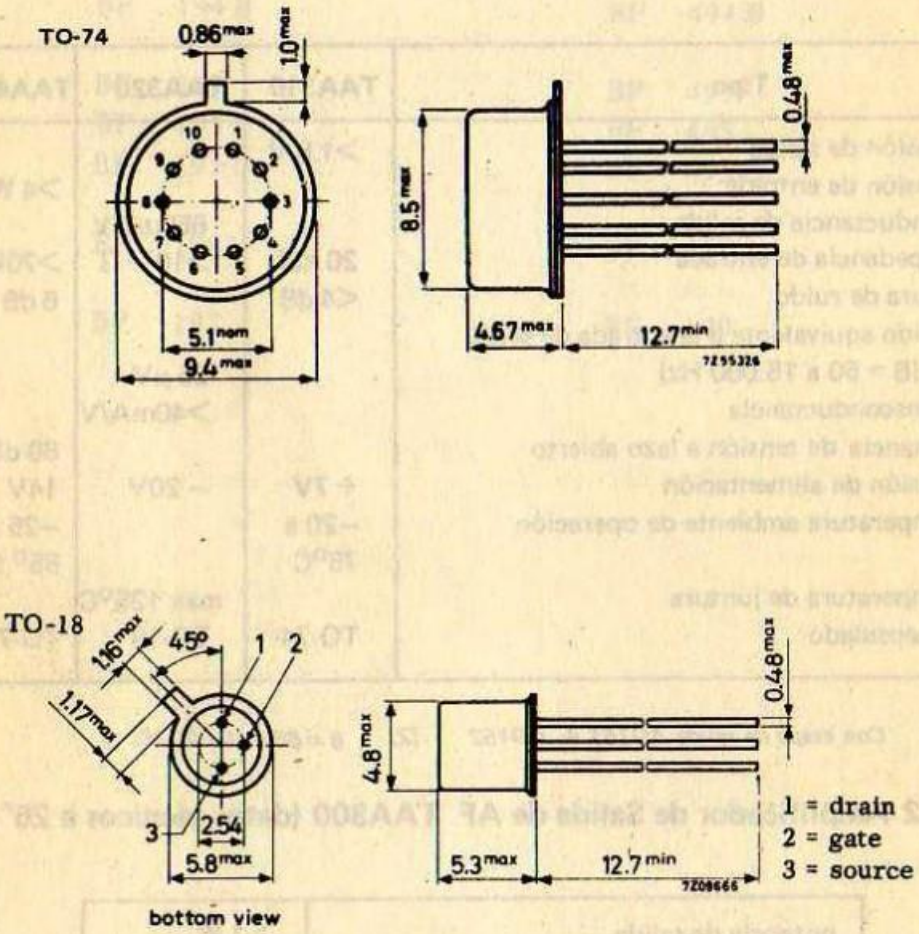
7.3.1 Preamplificadores de A.F.

Datos técnicos (a 25º C).

Tipo	TAA310	TAA320	TAA435
tensión de salida	>1.8 V		
tensión de entrada			>4 W (1)
conductancia de salida		650μA/V	
impedancia de entrada	20 kΩ	$>10^{11}\Omega$	>70kΩ
figura de ruido	<4 dB		6 dB (2)
Ruido equivalente a la entrada de señal (B = 50 a 15.000 Hz)		25 μV	
transconductancia		>40mA/V	
ganancia de tensión a lazo abierto			80 dB
tensión de alimentación	+ 7V	− 20V	14V
temperatura ambiente de operación	−20 a 75ºC		−25 a 85º C.
temperatura de juntura		max 125ºC	
encapsulado	TO-74	TO-18	TO-74

(1) Con etapa de salida AD161 + AD162 (2) B = 60 a 10.000 Hz.

7.3.2 Amplificador de Salida de AF TAA300 (datos técnicos a 25°C)

potencia de salida	> 1 W
impedancia de entrada	15 KΩ
señal de entrada a Po = 1 W	8.5 mV
figura de ruido (B = 30a 15.000 Hz)	6 dB
tensión de alimentación	+9V
temperatura ambiente de operación	−55 a 150ºC
encapsulado	TO-74

7.3.3 Tipos de encapsulado de circuitos integrados